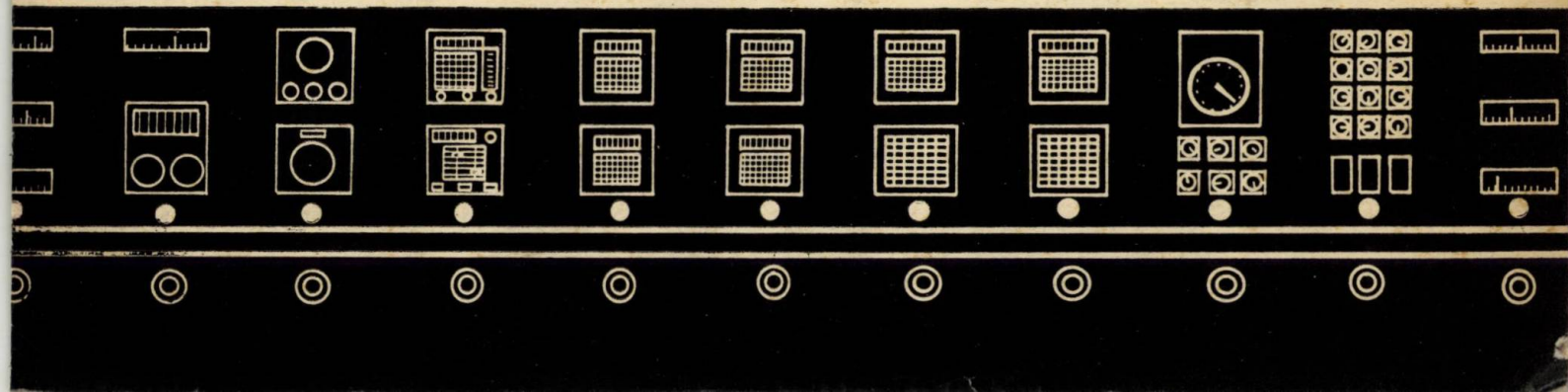
E 2551

# AUTOMATICA și ELECTRONICA

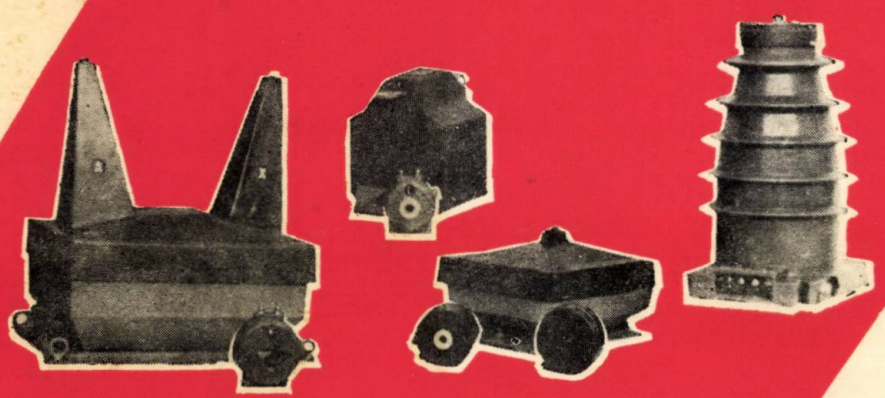
1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 11 • Nr. 1 • IANUARIE — FEBRUARIE • 1967



posibilități largi de măsurare a curenților și tensiunilor mari

construcții comode, potrivite scopului
gabarite și greutăți reduse prin folosirea
înglobării în mase plastice



## TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

*pentru curenți 5-5000 A/5A*
*pentru tensiuni 0,5-220 kV/100V*
*clase de precizie 0,2 0,5 1 3*

# UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

# AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 11 (1967), nr. 1 (ianuarie-februarie), p. 1—48

## CUPRINS

CZ 621.398 :621.376.56.017.1

*Duma, M.* : **Analiza eficacităţii unor procedee de protecţie corelativă utilizate în sistemele telemecanice cu cod de impulsuri.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, ian—febr 1967, p. 1—3

Se analizează eficacitatea metodelor de repetare şi de confirmare automată a semnalelor discrete transmise în telemecanică.

CZ 621.382-333.3 :681.32/33

*Brăileanu, Gr.* : **Studiul funcţionării transistorului în regiunea de saturaţie, într-un regim de compensare a tensiunii reziduale emitor-colector.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, ian—febr 1967, p. 4—9

Se prezintă un mod original de utilizare a transistorului, în regim de întreruptor, în convertoarele numeric-analogice, în vederea asigurării unei precizii mai bune decît 0,05%.

CZ 621.398 :621.374 :621.311.1

*Vaisman, L.* şi *Sasu, I.* : **Echipament de telemăsură ciclică numerică pentru instalaţiile energetice.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, ian—febr 1967, p. 10—17

Se descrie un echipament de telemăsură ciclică numerică TELECIN pentru instalaţiile energetice, realizat în ţara noastră.

CZ 621.398 :65.011 :519.2

*Deatcu, E.* : **Analiza statistică a exploatării, metodă ştiinţifică de determinare a condiţiilor tehnice pentru telemecanizarea proceselor de producţie.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, ian—febr 1967, p. 18—23

Se expune o metodă de determinare a condiţiilor tehnice necesare pentru telemecanizarea proceselor de producţie, folosind date statistice.

CZ 517.9 :518.5 :681.31/33

*Dumitrescu, I.* : **Interpolări pe nouă puncte (în plan) pentru ecuaţiile cu derivate parţiale rezolvate prin metoda reţelelor.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, ian—febr 1967, p. 23—28

Sînt date aceste formule de interpolare, cu aplicabilitate la prelucrarea datelor numerice obţinute prin integrarea ecuaţiei Laplace cu ajutorul calculatoarelor electronice sau al reţelelor electrice de modelare.

CZ 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.* : **Viteza de comutare a circuitului bistabil Kaenel (I).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, ian—febr 1967, p. 29—33

O metodă originală de calcul al vitezei de comutare în cazul circuitului bistabil Kaenel, ţinînd seamă de toleranţele elementelor de circuit. Metoda este aplicată la determinarea timpului de rezoluţie.

CZ 621.384.634

*Indreaş, Gr.* : **Acceleratoare de electroni la energii înalte şi ultraînalte.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, ian—febr 1967, p. 33—45

Se precizează principiile de funcţionare şi construcţia acceleratoarelor de electroni la energii ultraînalte : sincrotroane, acceleratoare liniare şi inele de acumulare.

**ACTUALITĂŢI** 46—48

# СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621. 398 : 621. 376. 56. 017. 1

*Дума, М.*: **Анализ эффективности некоторых способов соотносительной защиты, применяемых в телемеханических системах с кодом импульсов.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, янв.–февр. 1967, стр. 1–3

Анализируется эффективность методов автоматического повторения и подтверждения дискретных сигналов, передаваемых в телемеханике.

---

ДК 621. 382. 333. 3 : 681. 32/33

*Брэиляну, Гр.*: **Изучение работы транзистора на участке насыщения, в режиме компенсации остаточного напряжения передатчик-коллектор.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, янв.–февр. 1967, стр. 4–9

Описывается оригинальный способ применения транзистора в режиме включения, в численно-аналогичных конвертерах, для обеспечения большей точности чем 0,05 %.

---

ДК 621. 398 : 621. 374 : 621. 311. 1

*Вайсман, Л.* и *Сасу, И.*: **Оборудование циклического числового телеизмерения для энергетических установок.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, янв.–февр. 1967, стр. 10–17

Описано оборудование циклического числового телеизмерения Telcin для энергетических установок, осуществленное в Социалистической Республике Румыния.

---

ДК 621. 398 : 65. 011 : 519. 2

*Дятку, Е.*: **Статистический анализ эксплуатации, научный метод определения технических условий для телемеханизации производственных процессов.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, янв.–февр. 1967, стр. 18–23

Приведен метод определения технических условий, необходимых для телемеханизации производственных процессов, применяя статистические данные.

---

ДК 517. 9 : 518. 5 : 681. 31/33

*Думитреску, И.*: **Интерполяция в девяти точках (в плоскости) для уравнений с частными производными, при помощи метода сетей.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, янв.–февр. 1967, стр. 23–28

Приведены формулы интерполяции, применимые при переработке численных данных, полученных путем интегрирования уравнений Лопласа при помощи электронных вычислительных машин или электрических сетей моделирования.

---

ДК 621. 373. 444 : 621. 376. 52

*Тэтару, Е.*: **Скорость переключения бистабильной цепи Кеиеля (I).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, янв.–февр. 1967, стр. 29–33

Оригинальный метод вычисления скорости переключения в случае бистабильной цепи Кенеля, с учетом допускаемых отклонений элементов цепи. Метод применяется при определении продолжительности резолюции.

---

ДК 621. 384. 634

*Индреаш, Гр*: **Ускорители электронов при высоких и сверхвысоких энергиях.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, янв.–февр. 1967, стр. 33–45

Уточняются принципы работы и конструкци ускорителей электронов при сверхвысоких энергиях: синхротроны, линейные ускорители и коллекторные кольца.

---

**НОВОСТИ** 46–48

# INHALTSVERZEICHNIS


DK 621.398 :621.376.56.017.1

*Duma, M.* : **Die Untersuchung der Wirksamkeit gewissen korelativen Schutzmethoden, die bei den telemechanischen Systemen mit Impulscode Verwendung finden.**

Automatica şi Electronica 11, H. 1, Jan—Febr 1967, S. 1–3

Man untersucht die Wirksamkeit der automatischen Wiederholung und Bestätigung der in der Telemechanik übertragenen diskreten Signale.

---

DK 621.382.333.3 :681.32/33

*Brăileanu, Gr.* : **Untersuchung des Transistorbetriebes im Sättigungsbereich beim Kompensierungszustand der Sender-Kollektor Restspannung.**

Automatica şi Electronica 11, H. 1, Jan—Febr 1967, S. 4–9

Es wird eine neuartige Verwendungsart des Transistors gezeigt und zwar im Betrieb als Schalter, in den Zahlenanalogischen Konverters mit dem Zweck des Erhaltens einer besseren Genauigkeit als 0,05 %.

---

DK 621.398 :621.374 :621.311.1

*Vaisman, L.* und *Sasu, I.* : **Einrichtung zur zyklisch-nummerischen Fernmessung für energetische Installationen.**

Automatica şi Electronica 11, H. 1, Jan—Febr 1967, S. 10–17

Man beschreibt eine Einrichtung zur zyklisch-nummerischen Fernmessung TELECIN für energetische Installationen. Die Einrichtung wurde bei uns im Lande erzeugt.

---

DK 621.398 :65.011 :519.2

*Dealcu, E.* : **Die statistische Untersuchung des Betriebes, die wissenschaftliche Bestimmungsmethode der technischen Bedingungen zur Fernmechanisierung der Arbeitsvorgänge.**

Automatica şi Electronica 11, H. 1, Jan—Febr 1967, S. 18–23

Dargestellt wird eine Methode zur Bestimmung der technischen Bedingungen zum Zweck der Fernmechanisierung der Arbeitsvorgänge bei Verwendung statistischer Daten.

---

DK 517.9 :518.5 :681.31/33

*Dumitrescu, I.* : **Interpolierungen auf 9 Punkten (in der Ebene) für Gleichungen mit partiellen Ableitungen, welche durch die Netzmethode gelöst werden.**

Automatica şi Electronica 11, H. 1, Jan—Febr 1967, S. 23–28

Verfasser zeigt diese Formeln, verwendbar zur Bearbeitung der Zahlenresultate, welche durch Integrierung der Laplace'schen Gleichung mit Hilfe der elektronischen Rechenmaschinen oder der elektrischen Modelierungsnetze erhalten wurden.

---

DK 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.* : **Die Kommutierungsgeschwindigkeit des bistabilen Kreises von Kaenel (I).**

Automatica şi Electronica 11, H. 1, Jan—Febr 1967, S. 29–33

Es handelt sich um eine neuartige Berechnungsmethode der Kommutierungsgeschwindigkeit beim bistabilen Stromkreis von Kaenel, wobei die Toleranzen der Stromkreiselemente beachtet werden. Angewandt wird die Methode zur Bestimmung der Resolutionszeit.

---

DK 621.384.634

*Indreaş, Gr.* : **Elektronenbeschleuniger bei grossen und sehr grossen Energien.**

Automatica şi Electronica 11, H. 1, Jan—Febr 1967, S. 33–45

Man gibt die Betriebs- und Konstruktionsprinzipien der Elektronenbeschleuniger bei ultrahohen Energien an: Synkrotrone, lineare Beschleuniger und Sammelringe.

---

**AKTUELLES** 46–48

Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICĂ

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883


# AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XI (pag. 1—48) nr. 1, ianuarie—februarie Bucureşti, 1967


Ing. M. DUMA

## Analiza eficacităţii unor procedee de protecţie corelativă utilizate în sistemele telemecanice cu cod de impulsuri*

Necesitatea de a asigura stabilitatea la perturbaţii a transmisiei semnalelor în sistemele telemecanice de tip discontinuu a dus la utilizarea largă a procedeelor de protecţie corelativă, care se bazează pe verificarea corectitudinii semnalelor transmise şi recepţionate prin intercorelarea mai multor semnale unitare. Procedeele considerate asigură un compromis convenabil în stadiul actual al tehnicii între cerinţele de asigurare a unei înalte stabilităţi la perturbaţii, de eficacitate a transmisiei (în sensul utilizării raţionale a capacităţii canalelor de telecomunicaţie) şi de relativă simplitate structurală a aparaturii.

Există numeroase variante de utilizare a acestor procedee. Analiza cantitativă a eficacităţii lor este destinată să contribuie la alegerea unor parametri mai raţionali şi la utilizarea cu rezultate mai bune a acestor procedee.

Verificarea prin intercorelarea mai multor semnale se realizează uzual fie prin intercorelarea unor semnale transmise repetat în acelaşi sens, fie prin intercorelarea semnalelor transmise într-un sens cu semnale de control transmise în sens opus.

Verificarea prin transmisie repetată se efectuează, la rîndul său, în două moduri :

— prin transmisie ciclică, cînd se transmite un număr nedeterminat de semnale unitare, intercorelarea efectuîndu-se direct de operator prin urmărirea stabilităţii semnalelor afişate (asupra acestui mod nu se va reveni în cele ce urmează) ;

— prin verificarea repetării identice a unei anumite părţi din semnalele unitare transmise în cadrul unui pachet format dintr-un număr dat de semnale (la limită — prin verificarea repetării identice a tuturor semnalelor unitare transmise în cadrul unui pachet).

Fie $g$ numărul de semnale unitare a căror repetare identică se verifică şi $G$ numărul total de semnale unitare transmise în cadrul unui pachet :

$$1 \leqslant g \leqslant G. \tag{1}$$

Cazul $g = 1$ reprezintă cerinţa ca cel puţin un semnal unitar să treacă prin verificările de elemente de semnal şi verificările de semnal unitar în ansamblu*, fiind admis spre execuţie.

Parametrii $g$, $G$ au o influenţă esenţială asupra probabilităţii de blocare $p_b$ şi asupra probabilităţilor de recepţionare eronată : $p_d$ — de deformare, şi $p_i$ — de formare intempestivă a semnalelor sub acţiunea perturbaţiilor.

Fie $p_{bu}$ probabilitatea de blocare a unui semnal unitar ; $p_{bg,G}$ probabilitatea de blocare a semnalului repetat, caracterizat prin parametrii $g$, $G$ ; $p_{du}$ probabilitatea unei anumite deformări a unui anumit semnal unitar** ; $p_{dg,G}$ probabilitatea unei anumite deformări a unui

* Comunicare prezentată la sesiunea IPA din aprilie 1965.

* De exemplu, verificarea duratei impulsurilor, controlul numărului de impulsuri, al sinfazării etc.

** Probabilitatea de apariţie, ca urmare a deformărilor, a unui anumit semnal unitar $r$ va fi :

$$p_{du_r} = \sum_{q=1}^{N} p_{du_{q \to r}} \cdot p_q , \tag{2}$$

unde $P_{du_{q \to r}}$ este probabilitatea de deformare a semnalului $q$ în semnalul $r$ şi depinde de distanţa în sistemul de cod dintre cele două semnale, iar $p_q$ este probabilitatea de apariţie a semnalului $q$.

Probabilitatea oricărei deformări a oricărui semnal este :

$$p_{du\Sigma_r} = \sum_{r=1}^{N} \sum_{q=1}^{N} p_{du_{q \to r}} \cdot p_q . \tag{3}$$

În cele ce urmează $p_{du}$ este utilizat în sensul $p_{du_{q \to r}}$.

anumit semnal repetat, caracterizat prin parametrii $g$, $G$; $p_{iu}$ şi $p_{ig,G}$ probabilitatea de formare intempestivă din perturbaţii a unui anumit semnal unitar şi, respectiv, a unui anumit semnal repetat, caracterizat prin parametrii

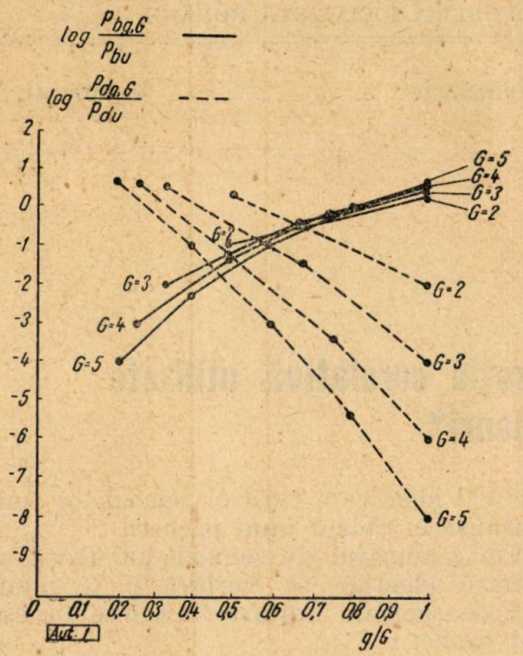



Fig. 1

$g$, $G$. Probabilitatea de perturbare a unui semnal unitar se consideră, în primă aproximaţie, independentă de probabilitatea de perturbare a unui alt semnal unitar din pachetul de semnale unitare; această condiţie este satisfăcută în practică dacă durata pachetelor de perturbaţii este mult mai mică decît durata semnalelor unitare, iar frecvenţa de repetiţie a pachetelor de perturbaţii este de acelaşi ordin sau mai mare decît frecvenţa de repetiţie a semnalelor unitare.

De asemenea, dat fiind că se consideră că şi semnalul unitar este în mod corespunzător protejat:

$$p_{du} \ll p_{bu} \ll 1^{*}. \tag{4}$$

Un anumit semnal repetat de $G$ ori va fi blocat dacă se vor bloca [sau deforma diferit, ceea ce neglijăm conform (4)] $G - g + 1$ sau mai multe semnale unitare:

$$p_{bg,G} = \sum_{j=G-g+1}^{G} C_G^j \, p_{bu}^j \, (1 - p_{bu})^{G-j}. \tag{5}$$

* $p_i$ şi $p_d$ nu sînt comparabile, neavînd premise comune de apreciere; $p_d$, ca şi $p_b$, se referă la numărul de semnale transmise, iar $p_i$ se referă la unitatea de timp (de exemplu, ora). Dacă unitatea de timp adoptată pentru determinarea $p_i$ se ia egală cu durata unui semnal, atunci cel mai des în locul expresiei (4) se poate scrie:

$$p_{iu} \ll p_{du} \ll p_{bu} \ll 1. \tag{4'}$$

Păstrînd numai termenii de ordin superior de mărime se obţine expresia:

$$p_{bg,G} = C_G^{G-g+1} \cdot p_{bu}^{G-g+1}. \tag{6}$$

În mod similar se pot obţine expresiile:

$$p_{dg,G} = C_G^g \cdot p_{du}^g; \tag{7}$$

$$p_{ig,G} = C_G^g \cdot p_{iu}^g. \tag{8}$$

Se observă că, la mărirea raportului $g/G$ la $G = \text{const.}$, probabilitatea de recepţionare eronată şi probabilitatea de blocare a recepţiei variază în sens opus: probabilitatea de blocare creşte, iar cea de recepţionarea eronată scade. În particular, dacă $g = G$:

$$p_{bG,G} = G \cdot p_{bu}; \tag{9}$$

$$p_{dG,G} = p_{du}^G; \tag{10}$$

$$p_{iG,G} = p_{iu}^G. \tag{11}$$

În figura 1 se prezintă influenţa raportului $g/G$ asupra probabilităţilor amintite pentru diferite valori $G$ şi pentru $p_{bu} = 0{,}1$, $p_{du} = 0{,}01$, iar în tabela 1 se dă avantajul obţinut în cazul cîtorva valori $g$, $G$ uzuale.

*Tabela 1*

**Influenţa repetării semnalului asupra probabilităţilor de perturbare**

| $g$, $G$ | $\frac{p_{bg,G}}{p_{bu}}$ | | $\frac{p_{dg,G}}{p_{du}}$ | |
|---|---|---|---|---|
| | $p_{bu}$ | | $p_{du}$ | |
| | $10^{-1}$ | $10^{-2}$ | $10^{-2}$ | $10^{-3}$ |
| 2,2 | 2 | 2 | $10^{-2}$ | $10^{-3}$ |
| 2,3 | $3 \cdot 10^{-1}$ | $3 \cdot 10^{-2}$ | $3 \cdot 10^{-2}$ | $3 \cdot 10^{-3}$ |
| 3,5 | $10^{-1}$ | $10^{-3}$ | $10^{-3}$ | $10^{-5}$ |
| 1, 4, fiecare semnal parţial fiind la rîndul său repetat 2,2 | $1{,}6 \cdot 10^{-2}$ | $1{,}6 \cdot 10^{-5}$ | $4 \cdot 10^{-2}$ | $4 \cdot 10^{-3}$ |

Semnalele de tipul $g = G$ şi $g = 1$ permit verificarea cu ajutorul unei aparaturi mai simple, dar semnalele de tipul $g = (0{,}5 \ldots 0{,}8)\,G$ oferă un compromis mai convenabil între avantajul obţinut în ceea ce priveşte reducerea probabilităţii de blocare şi cel referitor la probabilitatea de deformare a semnalelor.

Dacă frecvenţa de repetiţie a pachetelor de perturbaţii este mult mai mică decît frecvenţa de repetiţie a semnalelor unitare, probabilităţile de perturbare a diferitelor semnale unitare nu mai sînt independente; avantajul obţinut prin repetare creşte substanţial.

Verificarea prin intercorelarea semnalelor transmise într-un sens cu semnale de control transmise în sens opus se efectuează cu ajutorul

unui schimb de semnale : semnal transmis iniţial — semnal de control — semnal de admisie a execuţiei în cazul în care semnalul de control a fost identic cu semnalul transmis iniţial.

Dacă semnalul de control nu este identic cu cel transmis sau dacă nu se primeşte semnalul de control (ca urmare a blocării acestuia sau a semnalului transmis), în locul semnalului de admisie a execuţiei se transmite din nou în mod automat semnalul iniţial ; pentru cazul în care s-a produs o defectare în aparatură sau s-a întrerupt canalul de telecomunicaţie, procesul se repetă un număr limitat de ori (de exemplu, 3...7), după care se blochează, semnalizînd defectarea.

Dacă se consideră, în primă aproximaţie, că probabilităţile de perturbare a celor trei semnale (transmis, de control şi de admisie a execuţiei) sînt egale între ele şi corespund probabilităţilor definite mai înainte pentru semnale unitare şi dacă se notează cu $\gamma$ numărul de repetări ale transmisiei semnalului iniţial în absenţa semnalului de control (pentru transmisia fără repetare în caz de blocare $\gamma = 0$), atunci pentru $\gamma = 0$ :

$$p_{bo} \approx 3\, p_{bu}\,, \tag{12}$$

iar pentru $\gamma > 0$ :

$$p_{b\gamma} \approx p_{bu}\,, \tag{13}$$

deoarece blocarea semnalului de admisie a execuţiei nu mai provoacă repetarea transmisiei ;

$$p_{d0} \approx (1\ldots2)\; p_{du}^2\,; \tag{14}$$

$$p_{d\gamma} \approx (1\ldots2)\; p_{du}^2\,(1+2\,p_{bu}). \tag{15}$$

Din acest punct de vedere este util ca şi semnalul de admisie a execuţiei să se controleze ; în acest caz (caracterizat prin numărul de repetări $\gamma'$) :

$$p_{b\gamma'} \approx (3\,p_{bu})^{\gamma'+1}\,; \tag{16}$$

$$p_{d\gamma'} \approx (1\ldots2)\; p_{du}^2\,(1+3\,p_{bu}). \tag{17}$$

În tabela 2 se indică avantajul obţinut prin procedeul semnalului de control, combinat cu repetarea transmisiei semnalului iniţial în absenţa semnalului de control, asupra probabilităţilor de perturbare, pentru cîteva valori uzuale. Se observă că, în absenţa controlului admisiei execuţiei, mărirea numărului de repetări (peste $\gamma = 1$) nu aduce avantaje în ceea ce priveşte probabilitatea de blocare sau probabilitatea de deformare a semnalului.

*Tabela 2*

**Influenţa controlării semnalului şi a repetării semnalului în absenţa semnalului de control asupra probabilităţilor de perturbare**

| $\gamma$ | $\frac{p_{b\gamma}}{p_{bu}}$ | | $\frac{p_{d\gamma}}{p_{du}}$ | |
|---|---|---|---|---|
| | $p_{bu}$ | | $p_{du}$ | |
| | $10^{-1}$ | $10^{-2}$ | $10^{-2}$ | $10^{-3}$ |
| $\gamma=0$ | 3 | 3 | $10^{-2}$ | $10^{-3}$ |
| $\gamma>0$ | 1 | 1 | $1{,}2\cdot10^{-2}$ * | $10^{-3}$ ** |
| $\gamma'=2$ | $2{,}7\cdot10^{-1}$ | $2{,}7\cdot10^{-3}$ | $1{,}3\cdot10^{-3}$ * | $10^{-3}$ ** |
| $\gamma'=6$ | $2{,}2\cdot10^{-3}$ | $2{,}2\cdot10^{-9}$ | $1{,}3\cdot10^{-2}$ * | $10^{-3}$ ** |

* pentru $p_{bu} = 10^{-1}$
** pentru $p_{bu} < 10^{-2}$

Introducerea semnalului de control al admisiei execuţiei permite micşorarea radicală a probabilităţii de blocare a semnalului.

Verificarea prin semnal de control este comparabilă, din punct de vedere al stabilităţii la perturbaţii, cu verificarea prin repetare cu parametrii $g = 2$, $G = 2\ldots3$, în ceea ce priveşte probabilitatea de deformare.

Această metodă prezintă dezavantajul de a necesita transmisia duplex, chiar în cazul în care informaţia trebuie transmisă unidirecţional.

Răspîndirea verificării prin semnal de control este datorită faptului că, spre deosebire de verificarea prin repetare, semnalele care se compară parcurg circuite diferite, ceea ce permite şi sesizarea unor defecte în aparatură (deşi multiplicarea circuitelor este de natură să asigure efecte similare şi în cazul verificării prin repetare). De asemenea, în cazul blocării transmisiei, acest lucru este în mod nemijlocit semnalizat la punctul de emisie a semnalelor.

Ambele procedee de verificare corelativă se caracterizează printr-o eficacitate de transmisie scăzută, ocupînd canalul de telecomunicaţie un timp îndelungat ; acest dezavantaj este însă neesenţial la transmisia intermitentă.

Este de observat că, în mod normal, în cazul verificării prin repetare, canalul este ocupat întotdeauna un timp de $G$ ori mai mare decît durata semnalului unitar, iar în cazul verificării prin semnal de control ambele canale (dus-întors) sînt ocupate, de regulă, un timp de 1...3 ori mai mare decît durata semnalului unitar (funcţie de structura semnalelor) şi, excepţional, un timp mai mare, mergînd pînă la aproximativ de $2\gamma$ ori durata semnalului unitar.

Ing. Gr. BRĂILEANU

# Studiul funcționării transistorului în regiunea de saturație, într-un regim de compensare a tensiunii reziduale emitor-colector

Utilizarea transistoarelor în circuite de comutație, destinate conectării și deconectării unor rezistențe etalon (fig. 1), necesită rezolvarea a două probleme, consecințe nedorite ale elementului de comutație imperfect care este transistorul: reducerea erorii datorite căderii de tensiune dintre emitorul și colectorul transistorului, în timpul conectării rezistenței etalon, precum și reducerea erorii introduse de curenții reziduali ai joncțiunilor polarizate invers, în timpul blocării transistorului (deconectarea rezistenței etalon). Întotdeauna, în circuite transistorizate de acest tip, „rezistența comandată numeric", cu alte cuvinte convertorul numeric-analogic, se realizează prin conectarea în paralel a rezistențelor etalon, astfel încît calculul erorilor se va efectua pentru schema din figura 2 [1].

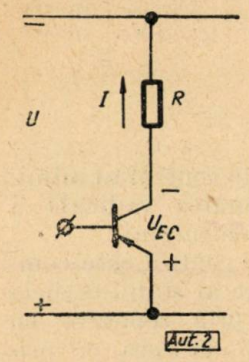



Fig. 1. Conectarea unei rezistențe cu ajutorul transistorului.

Notînd valoarea reală a rezistenței comandate numeric (fig. 2) cu:

$$R_N + \Delta R_N = \frac{1}{G_N + \Delta G_N}, \qquad (1)$$

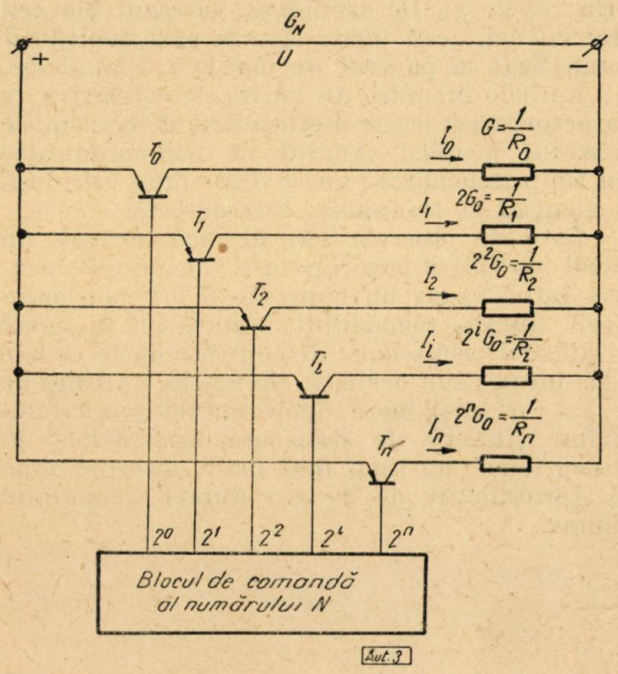



Fig. 2. Schema de principiu a convertorului numeric-analogic fără compensarea tensiunii reziduale de saturație $U_{EC}$ a transistoarelor.

unde:

$$G_N = \frac{1}{R_N} = \sum_{i=1}^{n} \frac{a_i}{R_i}; \qquad (2)$$

$$a_i = \begin{cases} 0 \text{ dacă } T_i \text{ este blocat} \\ 1 \text{ dacă } T_i \text{ este în stare de saturație,} \end{cases}$$

se observă că mărimea $\Delta G_N$ este dată de căderile de tensiune $U_{EC}^{(i)}$ corespunzătoare transistoarelor aflate în stare de saturație ($a_i = 1$), precum și de rezistența finită a transistoarelor blocate ($a_i = 0$) caracterizate prin curentul rezidual de colector $I_i = I_{C_0}^{(i)}$.

Se poate considera căderea de tensiune $U_{EC}^{(i)}$, definită, în cele de mai sus, ca fiind provocată de trecerea curentului $I_i$ printr-o rezistență $\Delta R_i$:

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{U_{EC}^{(i)}}{I_i} = \frac{U_{EC}^{(i)}}{U - U_{EC}^{(i)}}. \qquad (3)$$

Pe baza tuturor acestor considerente rezultă evident:

$$G_N + \Delta G_N = \sum_{i=1}^{n} \frac{a}{R_i + \Delta R_i} + \sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i \cdot I_{C_0}^{(i)}}{U}, \qquad (4)$$

unde $\bar{a}_i = 1 - a_i$.

Din (2) și (4) se obține:

$$\Delta G_N = \sum_{i=1}^{n} a_i \left( \frac{1}{R_i + \Delta R_i} - \frac{1}{R_i} \right) + \sum_{i=1}^{n} \bar{a}_i \cdot \frac{I_{C_0}^{(i)}}{U}.$$

Pentru $\Delta R_i \ll R_i$:

$$\Delta G_N = -\sum_{i=1}^{n} a_i \frac{\Delta R_i}{R_i^2} + \sum_{i=1}^{n} \bar{a}_i \frac{I_{C_0}^{(i)}}{U}. \qquad (5)$$

Deoarece cei doi termeni ai sumei din relația (5) variază în mod independent unul față de celălalt la variația temperaturii sau a parametrilor transistoarelor, va fi mai comod să se utilizeze, în calculul erorilor, următoarele inegalități care rezultă din (5):

$$-\sum_{i=1}^{n} a_i \frac{\Delta R_i}{R_i^2} \leqslant \Delta G_N \leqslant \sum_{i=1}^{n} \bar{a}_i \frac{I_{C_0}^{(i)}}{U}. \qquad (6)$$

De reținut situațiile extreme a căror semnificație fizică este ușor de văzut în figura 2:

$$\begin{cases} \Delta G_N = -\sum_{i=1}^{n} a_i \frac{\Delta R_i}{R_i^2} \text{ pentru } a_i = 1;\ i = 1,2...n \\ \Delta G_N = \sum_{i=1}^{n} \frac{I_{C_0}^{(i)}}{U} \quad \text{pentru } a_i = 0;\ i = 1,2...n. \end{cases} \qquad (7)$$

În ipoteza acoperitoare:

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = \left( \frac{\Delta R}{R} \right)_{max},$$

relația (3) devine:

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = \frac{U_{EC\,max}}{U - U_{EC\,max}}. \qquad (8)$$

Din (6) şi (8) se obţine :

$$-\frac{U_{EC\,max}}{U-U_{EB\,max}}\sum_{i=1}^{n}\frac{a_i}{R_i}\leqslant\Delta G_N\leqslant\sum_{i=1}^{n}\bar{a}_i\frac{I_{C_0}^{(i)}}{U}.$$

Utilizînd relaţia (2) :

$$-\frac{U_{EC\,max}}{U-U_{EC\,max}}\leqslant\frac{\Delta G_N}{G_N}\leqslant\frac{1}{G_N}\sum_{i=1}^{n}\bar{a}_i\frac{I_{C_0}^{(i)}}{U}. \quad (9)$$

Dar deoarece :

$$\frac{\Delta G_N}{G_N}=-\frac{\Delta R_N}{R_N},$$

relaţia (9) se poate pune şi sub forma :

$$-R_N\sum_{i=1}^{n}\bar{a}_i\frac{I_{C_0}^{(i)}}{U}\leqslant\frac{\Delta R_N}{R_N}\leqslant\frac{U_{EC\,max}}{U-U_{EC\,max}}. \quad (10)$$

Dacă se notează cu $\left(\frac{\Delta R_N}{R_N}\right)_0$ valoarea maximum admisibilă a erorii relative a convertorului numeric-analogic, rezultă din relaţiile (7) şi (10) necesitatea îndeplinirii următoarelor două condiţii :

$$\frac{R_{N\,max}}{U_{min}}\sum_{i=1}^{n}I_{C_0}^{(i)}\leqslant\left(\frac{\Delta R_N}{R_N}\right)_0; \quad (11)$$

$$\frac{U_{EC\,max}}{U_{min}-U_{EC\,min}}\leqslant\left(\frac{\Delta R_N}{R_N}\right)_0. \quad (12)$$

Valoarea minimă a tensiunii $U\,(U_{min})$ este limitată superior de condiţiile date de ansamblul schemei în care este introdus convertorul numeric-analogic, astfel încît valoarea maximă a tensiunii $U$, care poate să apară în timpul funcţionării schemei, să nu depăşească tensiunea maximum admisibilă indicată în catalog pentru transistoarele $T_o - T_n$. De asemenea este dificil de realizat un circuit eficace de compensare a efectelor curenţilor $I_{C_0}^{(i)}$, care variază considerabil cu temperatura precum şi de la un transistor la altul, astfel încît singura mărime asupra căreia se poate acţiona pentru îndeplinirea condiţiei (11) este $R_{N\,max}$ ; datorită faptului că, în majoritatea cazurilor în care se utilizează astfel de convertoare numeric-analogice, mărimea de ieşire este raportul rezistenţei $R_N$ cu o rezistenţă etalon, de referinţă, mărimea $G_0=\frac{1}{R_0}=\frac{1}{R_{N\,max}}$ poate fi aleasă funcţie de cerinţele relaţiei (11). Se observă însă că micşorarea rezistenţelor $R_0 - R_n$ provoacă creşterea curenţilor de colector ai transistoarelor $T_0 - T_n$, în starea de saturaţie a lor, deci şi creşterea tensiunilor $U_{EC}$, îngreunînd satisfacerea condiţiei (12).

În cele ce urmează se propune un regim de funcţionare a transistorului în regiunea de saturaţie — destinat convertoarelor numeric-analogice de mare precizie — care realizează $U_{EC\,max}\leqslant$ $\leqslant$2,5 mV pentru temperaturi pînă la 50°C şi curenţi pînă la 30 mA ; se permite astfel îndeplinirea relaţiei (12), în condiţiile unei micşorări substanţiale a rezistenţelor $R_0 - R_n$, pentru $\left(\frac{\Delta R_N}{R_N}\right)_0=0{,}05\,\%$ cînd $U_{min}\geqslant 5$V.

### 1. Calculul tensiunii $U_{EC}$ a transistorului lucrînd în regim de saturaţie

Funcţionarea transistorului în zona de saturaţie, în regim de întreruptor, este descrisă foarte bine de ecuaţiile Ebers-Moll [2], atri-

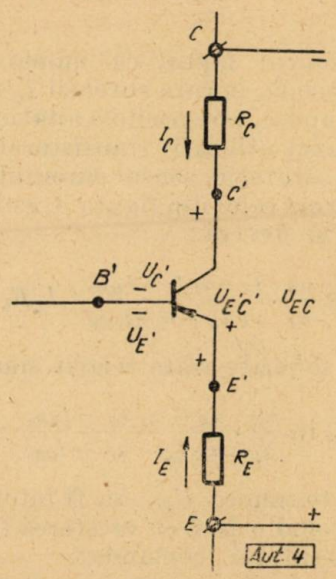



Fig. 3. Definirea mărimilor folosite în scrierea ecuaţiilor Ebers-Moll.

buite unui transistor „ideal" $E'C'B'$ (fig. 3), urmînd ca în circuitul emitor-colector să se introducă rezistenţele de volum $R_E$ şi $R_C$ ale regiunilor emitorului şi colectorului ; totodată studiul comportării transistorului în regiunea curenţilor mari de emitor şi colector trebuie să utilizeze valori ale parametrilor care intervin în ecuaţiile Ebers-Moll corespunzătoare acestor curenţi, obţinîndu-se astfel o bună aproximare a regimului de lucru [3].

Pentru sensurile tensiunilor şi curenţilor din figura 3 se pot scrie următoarele relaţii :

$$U_{EC}=U_{E'C'}+R_E\,I_E-R_C\,I_C; \quad (13)$$

$$I_E=\frac{I_{EB0}}{1-\alpha_I\,\alpha_N}\left(e^{\frac{U_E}{U_T}}-1\right)-\frac{\alpha_I\,I_{CB0}}{1-\alpha_I\,\alpha_N}\left(e^{\frac{U_C}{U_T}}-1\right); \quad (14)$$

$$I_C=-\frac{\alpha_N\,I_{EB0}}{1-\alpha_I\,\alpha_N}\left(e^{\frac{U_E}{U_T}}-1\right)+\frac{I_{CB0}}{1-\alpha_I\,\alpha_N}\left(e^{\frac{U_C}{U_T}}-1\right); \quad (15)$$

$$\alpha_I\,I_{CB0}=\alpha_N\,I_{EB0}. \quad (16)$$

Mărimile utilizate în ecuaţiile Ebers-Moll (14), (15) şi (16) au următoarele semnificaţii :

$I_{EB0}$, $I_{CB0}$ sînt curenţii reziduali (de saturaţie) ai joncţiunilor bază-emitor cu colectorul

în gol, respectiv bază-colector cu emitorul în gol;

$$\alpha_N = \frac{I_C}{I_E}\bigg|_{U_{CB}=0}; \quad \alpha_I = \frac{I_E}{I_C}\bigg|_{U_{EB}=0};$$

$U_T = \frac{KT}{e}$, unde $K$ este constanta lui Boltzman, iar $e$ este sarcina electronului.

Din relaţiile de mai sus rezultă:

$$U_{EC} = U_T \ln \frac{\alpha_N}{\alpha_I} \cdot \frac{I_E + \alpha_I I_C + I_{EB0}}{\alpha_N I_E + I_C + I_{CB0}} + I_E R_E - I_C R_C . \tag{17}$$

De remarcat faptul că numai în această situaţie specială, în care curenţii $I_C$ şi $I_E$ (fig. 3) au sensuri opuse, este posibilă anularea tensiunii $U_{EC}$; în cazul utilizării transistorului în regim normal de saturaţie, sensul curentului de colector ar fi invers celui din figura 3, astfel încît formula (17) ar deveni:

$$U_{EC} = U_T \ln \frac{\alpha_N}{\alpha_I} \cdot \frac{I_E - \alpha_I I_C + I_{EB0}}{\alpha_N I_E - I_C + I_{CB0}} + I_E R_E + I_C R_C \tag{17'}$$

şi întrucît se poate arăta relativ simplu că:

$$U_T \ln \frac{\alpha_N}{\alpha_I} \cdot \frac{I_E - \alpha_I I_C + I_{EB0}}{\alpha_N I_E - I_C + I_{CB0}} > 0,$$

rezultă că tensiunea $U_{EC}$ va fi întotdeauna pozitivă, crescînd o dată cu creşterea temperaturii sau a curentului comandat.

Se propune deci realizarea schemei convertorului numeric-analogic astfel încît să asigure — în timpul conectării unei rezistenţe etalon — curenţi de emitor şi colector de semne contrarii; condiţiile impuse precum şi posibilitatea întocmirii unei scheme simple vor rezulta din studiul relaţiei (17) în cazul anulării tensiunii $U_{EC}$.

## 2. Consideraţii asupra variaţiei parametrilor transistoarelor cu temperatura şi cu regimul de funcţionare

Datorită faptului că pentru îndeplinirea condiţiei (11) curenţii reziduali $I_{CB0}$ ai transistoarelor utilizate pot avea valori prohibitive,

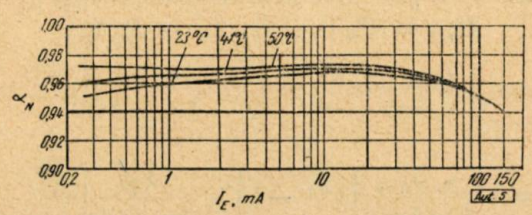



Fig. 4. Variaţia factorului de amplificare în curent $\alpha_N$ cu curentul de emitor şi temperatura.

dintre transistoarele fabricate de I.P.R.S. Băneasa se impune utilizarea tipului EFT-307, caracterizat prin valori reduse ale curenţilor reziduali ai joncţiunilor polarizate invers.

În calculul care urmează este necesar să se ţină seamă de variaţiile factorilor de amplificare $\alpha_N$ şi $\alpha_I$ cu curenţii $I_E$ şi $I_C$ şi cu temperatura mediului ambiant, ridicate experimental

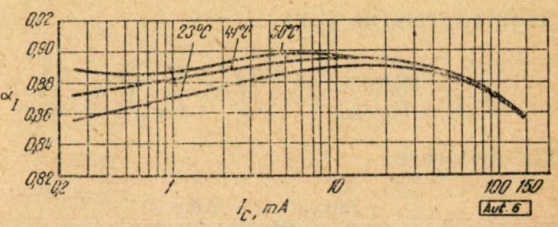



Fig. 5. Variaţia factorului de amplificare în curent $\alpha_I$ cu curentul de colector şi temperatura.

pentru transistoare EFT-307 cu punct galben (fig. 4 şi 5).

În diagramele din figura 6 s-au determinat valorile rezistenţelor de volum $R_E$ şi $R_C$ ale

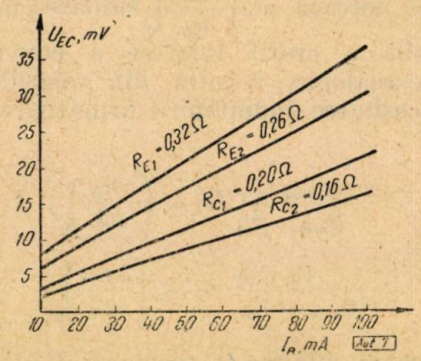



Fig. 6. Determinarea grafică a rezistenţelor de volum $R_E$ şi $R_C$ pentru transistoare EFT-307 cu punct galben.

regiunilor de emitor şi colector, prin metoda Miller [4], cu ajutorul montajului din figura 7; pentru valori ale curentului $I_B \gg I_{CB0}$ şi utili-

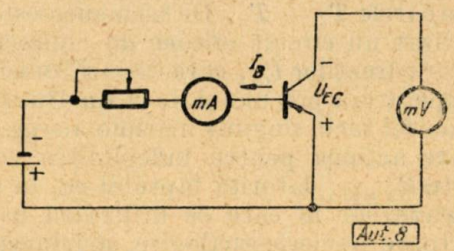



Fig. 7. Montajul utilizat în determinarea experimentală a rezistenţelor de volum $R_E$ şi $R_C$ ale unui transistor, prin metoda Miller.

zînd un milivoltmetru electronic cu impedanţă foarte mare de intrare, astfel încît $I_C \ll I_B$, relaţia (17) devine:

$$U_{EC} = U_T \ln \frac{1}{\alpha_I} + I_B R_E . \tag{18}$$

În mod similar, inversînd în figura 7 emitorul cu colectorul se obţine:

$$U_{CE} = U_T \ln \frac{1}{\alpha_N} + I_B R_C . \tag{19}$$

În figura 6 s-au trasat curbele $U_{EC} = f_1(I_B)$ şi $U_{CE} = f_2(I_B)$ ridicate experimental pentru două cazuri caracteristice (notate în figură cu indicii *1* şi *2*) dintr-un lot de transistoare tip EFT-307 cu punct galben; aceste curbe au fost obţinute în cele două situaţii corespunzătoare relaţiilor (18) şi (19), panta fiecărei drepte fiind, evident, chiar rezistenţa de volum căutată, $R_E$ respectiv $R_C$. Uşoara deviere de la o dreaptă, care se observă în regiunea tensiunilor foarte mici, se explică prin influenţa variaţiei factorului de amplificare de curent o dată cu creşterea curentului $I_B$.

Valorile rezistenţelor de volum $R_E$ şi $R_C$ sînt funcţii de material şi de configuraţia geometrică a regiunilor emitorului şi colectorului. Datorită faptului că factorul de amplificare de curent este, de asemenea, funcţie de configuraţia geometrică a acestor regiuni [5], este de aşteptat ca în cadrul unui acelaşi lot de transistoare, selecţionate pentru un anumit factor de amplificare de curent (EFT-307 cu punct galben), valorile rezistenţelor $R_E$ şi $R_C$ să difere foarte puţin de la o piesă la alta, fapt confirmat experimental.

Totodată variaţia acestor rezistenţe cu temperatura este neglijabilă în intervalul 0—50°C. Într-adevăr transistoarele tip EFT-307, fiind fabricate prin aliere, sînt caracterizate prin joncţiuni abrupte $PN$, cu o dotare foarte bogată în impurităţi a regiunii $P$ ($10^{18} - 10^{19}$ cm$^{-3}$). În literatura de specialitate se dău curbe de variaţie a conductivităţilor germaniului de tip $P$ cu variaţia concentraţiei impurităţilor funcţie de temperatură [5], din care rezultă că în intervalul de temperatură 0—50°C, pentru concentraţii ale impurităţilor mai mari decît $5 \cdot 10^{17}$ cm$^{-3}$, conductivitatea regiunii $P$ este practic constantă; rezultatul se explică prin faptul că la aceste concentraţii — pentru care variaţia mobilităţii purtătorilor de sarcină cu temperatura are un rol secundar — în urma ionizării atomilor de impuritate, concentraţia purtătorilor mobili de sarcină rămîne practic constantă pentru o anumită plajă de temperatură. De asemenea, regiunile emitorului şi colectorului conţin cîte o zonă importantă formată din indiu aproape pur, a cărui rezistivitate, ca în cazul oricărui metal, are o variaţie cu totul neglijabilă pentru $\Delta t = 50$°C.

Variaţia cu temperatura a tensiunii $U_T$ care intervine în formula (17) este dată de expresia:

$$U_T = \frac{KT}{e} = \frac{K(t+273)}{e} = \begin{cases} 26 \text{ mV}; & t = 25°\text{C} \\ 28{,}2 \text{ mV}; & t = 50°\text{C}. \end{cases} \quad (20)$$

Din relaţia (17) se observă că variaţia curenţilor $I_{EB0}$ şi $I_{CE0}$ cu temperatura nu este necesar să fie considerată, datorită faptului că $I_{EB0}$ şi $I_{CB0}$ sînt neglijabili în raport cu $I_E$ şi $I_C$.

### 3. Eficacitatea regimului de compensare a tensiunii reziduale de saturaţie $U_{EC}$

Neglijînd, în relaţia (17), mărimile $I_{EB0}$ şi $I_{CB0}$ în raport cu $I_E$ şi $I_C$ şi efectuînd operaţii elementare, se obţine o nouă expresie a căderii de tensiune între emitorul şi colectorul transistorului reprezentat în figura 3:

$$U_{EC} = U_T \ln \frac{\frac{I_C}{I_E} + \frac{1}{\alpha_I}}{\frac{1}{\alpha_N}\frac{I_C}{I_E} + 1} - I_E R_C \left(\frac{I_C}{I_E} - \frac{R_E}{R_C}\right) =$$

$$= f\left(\frac{I_C}{I_E}\right) - \varphi\left(I_E, \frac{I_C}{I_E}\right). \quad (21)$$

Deosebit de comodă este cercetarea funcţiei $U_{EC}$ prin reprezentarea grafică a funcţiilor $f\left(\frac{I_C}{I_E}\right)$ şi $\varphi\left(I_E, \frac{I_C}{I_E}\right)$ cu $\frac{I_C}{I_E}$ în abscisă, considerînd curentul $I_E$ un parametru care poate avea valori foarte mici, pînă la curentul maxim, $I_{E\,max}$, impus de funcţionarea convertorului numeric-analogic. Aspectul curbelor, precum şi valorile indicate în figura 8 rezultă, în urma unor calcule simple, din formula (21); pentru orice valori ale curenţilor $I_C$ şi $I_E$, tensiunea $U_{EC}$ este dată, în modul, de un segment de dreaptă, cuprins între curbele $f\left(\frac{I_C}{I_E}\right)$ şi $\varphi\left(I_E, \frac{I_C}{I_E}\right)$, al verticalei ridicate pe abscisă, în punctul de valoare $\frac{I_C}{I_E}$.

Interpretînd curbele din figura 8 se observă că, pentru valorile pozitive ale parametrului $I_E$, tensiunea $U_{EC}$ se anulează la $\left(\frac{I_C}{I_E}\right)_0$, raport cuprins în intervalul $\left(\frac{R_E}{R_C}, \frac{\beta_N}{\beta_I}\right)$, şi întrucît $\operatorname{tg}\gamma = I_E R_C$, rezultă că $\left(\frac{I_C}{I_E}\right)_0$ se deplasează pe

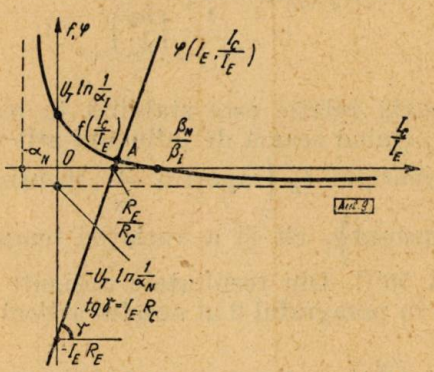



Fig. 8. Rezolvarea grafică a ecuaţiei:

$$U_{EC} = f\left(\frac{I_C}{I_E}\right) - \varphi\left(I_E, \frac{I_C}{I_E}\right) = 0.$$

segmentul $\left[\frac{R_E}{R_C}, \frac{\beta_N}{\beta_I}\right]$ de la $\frac{\beta_N}{\beta_I}$ spre $\frac{R_E}{R_C}$, cînd $I_E$ variază respectiv de la 0 la $I_{E\,max}$.

De remarcat faptul că pentru transistoarele EFT-307 este întotdeauna îndeplinită inegalitatea :

$$1 < \frac{R_E}{R_C} < \frac{\beta_N}{\beta_I} = \frac{\alpha_N}{1-\alpha_N}\frac{1-\alpha_I}{\alpha_I}.$$

Se observă din figura 8 că rezolvarea problemei propuse, deci realizarea unei căderi de tensiune pe transistor astfel încît $|U_{EC}| \leqslant 2{,}5$ mV pentru temperaturi pînă la 50°C şi curenţi de sarcină $0 < I_E \leqslant 30$ mA, nu impune cu rigurozitate, pentru $I_E$ şi $I_C$, dependenţa definită de relaţia :

$$f\left(\frac{I_C}{I_D}\right) - \varphi\left(I_E, \frac{I_C}{I_E}\right) = 0;$$

este suficient să se întocmească o schemă electrică prin care să se asigure pentru orice valoarea de lucru a curentului $I_E$ un raport constant $\frac{I_C}{I_E}$, astfel încît $|U_{EC}| \leqslant 2{,}5$ mV în condiţiile mai sus amintite.

Evident, dacă se alege $\frac{I_C}{I_E} = \frac{R_E}{R_C}$ valoarea tensiunii $U_{EC}$ devine independentă de înclinarea dreptei $\varphi\left(I_E, \frac{I_C}{I_E}\right)$ :

$$U'_{EC} = U_{EC}\Big|_{\frac{I_C}{I_E}=\frac{R_E}{R_C}} = U_T \ln \frac{\frac{R_E}{R_C} + \frac{1}{\alpha_I}}{\frac{1}{\alpha_N}\frac{R_E}{R_C} + 1} <$$

$$< U_{T\,max} \ln \frac{\left(\frac{R_E}{R_C}\right)_{min} + \frac{1}{\alpha_{I\,min}}}{\frac{1}{\alpha_{N\,max}}\left(\frac{R_E}{R_C}\right)_{min} + 1}.$$

Această relaţie este stabilită în mod acoperitor, ţinînd seamă de influenţa atît a variaţiei curentului $I_E$ (raportul $\frac{I_C}{I_E}$ menţinîndu-se însă constant), cît şi a variaţiei temperaturii pînă la 50°C. Din rezultatele obţinute experimental în paragraful 2 al acestui articol :

$$\left(\frac{R_E}{R_C}\right)_{min} = 1{,}6\,; \quad \alpha_{I\,min} = 0{,}85\,;$$

$$\alpha_{N\,max} = 0{,}97\,; \quad U_{T\,max} = 28{,}2 \text{ mV}.$$

Rezultă :

$$U'_{EC} < 1{,}32 \text{ mV},$$

ceea ce se încadrează deci, chiar în cazul cel mai defavorabil, în condiţia impusă $|U_{EC}| \leqslant 2{,}5$ mV.

## 4. Concluzii

Datorită faptului că, din punct de vedere practic, este incomod să se stabilească $\frac{I_C}{I_E} = \frac{R_E}{R_C}$, deoarece ar necesita în prealabil determinarea experimentală a valorilor rezistenţelor de volum $R_E$ şi $R_C$ ale fiecărui transistor, reglajul nulului se va efectua în modul următor : între emitorul şi colectorul transistorului, al cărui circuit se reglează, se conectează un milivoltmetru şi, stabilind valoarea maximă a curentului $I_E$, se variază $I_C$ (al cărui sens este opus sensului curentului $I_E$ — fig. 3) pînă cînd se obţine — la temperatura minimă de lucru — o tensiune $U_{EC} = +2{,}5$ mV.

Ţinînd seamă că :

$$U'_{EC} = U_{EC}\Big|_{\frac{I_C}{I_E}=\frac{R_E}{R_C}} < 1{,}32 \text{ mV} < 2{,}5 \text{ mV},$$

se vede uşor din figura 8 că, pentru raportul stabilit în acest mod, este valabilă relaţia :

$$\left(\frac{I_C}{I_E}\right)_1 < \frac{R_E}{R_C}.$$

Schema care asigură pentru orice $I_E$ un raport $\frac{I_C}{I_E} = \left(\frac{I_C}{I_E}\right)_1$ trebuie astfel întocmită încît,

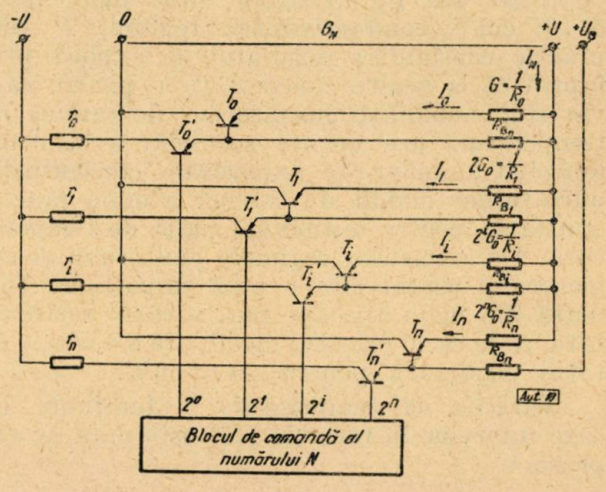



Fig. 9. Schema de principiu a convertorului numeric-analogic cu compensarea tensiunii reziduale de saturaţie $U_{EC}$ a transistoarelor.

în funcţie de toleranţe, să se asigure :

$$\left(\frac{I_C}{I_E}\right)_1 \leqslant \frac{I_C}{I_E} \leqslant \frac{R_E}{R_C} + \varepsilon, \qquad (22)$$

unde valoarea lui $\varepsilon$ este dată în mod acoperitor de relaţiile :

$$\begin{cases} |U_{EC}| < \varphi\left(I_E, \dfrac{I_C}{I_E}\right), \text{ pentru } \dfrac{R_E}{R_C} \leqslant \dfrac{I_C}{I_E} \leqslant \dfrac{\beta_N}{\beta_I} \\ |U_{EC}| \leqslant 2{,}5 \text{ mV}, \text{ pentru } \dfrac{I_C}{I_E} \leqslant \dfrac{R_E}{R_C} + \varepsilon. \end{cases}$$

Din aceste relaţii se obţine în cazul cel mai defavorabil :

$$\varphi\left(I_{E\,max}, \frac{R_E}{R_C} + \varepsilon\right) \leqslant 2{,}5 \text{ mV}$$

şi înlocuind în expresia lui $\varphi$ care rezultă din formula (21) :

$$\varepsilon \leqslant \frac{2{,}5}{I_{E\,max}\ I_{C\,max}}.$$

Pentru :

$$R_{C\,max} = 0{,}2\ \Omega \text{ şi } I_{E\,max} = 30 \text{ mA}$$

se obţine $\varepsilon \leqslant 0{,}41$, deci mai mult decît 25% din valoarea mărimii :

$$\left(\frac{I_C}{I_E}\right)_1 < \frac{R_E}{R_C} \approx 1{,}6.$$

Desigur, în urma acestui rezultat, circuitul propus, care trebuie să asigure îndeplinirea condiţiei (22), este pe deplin realizabil.

Schema convertorului numeric-analogic din figura 2 se modifică în consecinţă prin introducerea unor circuite care, în timpul stării de conducţie a transistoarelor $T_0 - T_n$, realizează sensuri opuse ale curenţilor $I_E$ şi $I_C$ şi un anumit raport $\dfrac{I_C}{I_E}$ ; în principiu se obţine o schemă similară cu cea reprezentată în figura 9. Se observă că în acest caz „conductivitatea comandată numeric" $G_N$ se obţine prin intermediul curentului $I_N$ (mărimea de ieşire a convertorului numeric-analogic) din relaţia :

$$G_N = \frac{U}{I_N},$$

cu o precizie definită de formula (9) în care, conform celor de mai sus :

$$\frac{U_{EC\,max}}{U - U_{EC\,max}} \leqslant \frac{U_{EC\,max}}{U_{min} - U_{EC\,max}} \leqslant$$

$$\leqslant \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}}{5 - 2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 0{,}05\%.$$

Pe baza acestor rezultate, în Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" s-a construit un aparat numeric automat destinat măsurării rezistenţelor electrice, cu o precizie globală mai bună decît 0,1%, al cărui convertor numeric-analogic (cu comandă binar-zecimală a conductivităţii $G_N$) utilizează un număr de 24 de rezistenţe etalon ($n = 24$).

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Smolov, V. B. *Vicislitelnie preobrazovateli s ţifrovîmi upravliaemîni soprotivleniami.* Moscova, 1961.

[2] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, 1962.

[3] *Rascet i proiektirovanie poluprovodnikovîh priborov.* Moscova, 1963.

[4] Kulke, B., Miller, S. L. *Accurate measurement of emitter and collector resistances in transistors.* In : Proc. IRE, nr. 1, 1957.

[5] Gartner, W. *Transistors, principles, design and applications.* New York, 1960.

[6] Brăileanu, Gr., Nitu, C. *Aparat numeric automat de înaltă precizie pentru măsurarea rezistenţei electrice.* Comunicare prezentată la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din luna mai 1966.

Ing. L. VAISMAN şi ing. I. SASU

# Echipament de telemăsură ciclică numerică pentru instalaţiile energetice

În industria energetică, care, după cum se ştie, prezintă particularitatea că producţia de energie electrică trebuie să fie în permanenţă concomitentă cu consumul, problema conducerii centralizate prezintă o deosebită importanţă. De aceea exploatarea sistemelor energetice este organizată pe principiul conducerii prin dispeceri, diversele grupuri de instalaţii fiind controlate în permanenţă de la puncte de dispecer la diferite nivele, cu o determinare riguroasă a competenţelor şi subordonării între acestea.

Practica energetică de la noi din ţară şi din străinătate a arătat că activitatea acestor puncte de dispecer este considerabil uşurată şi ameliorată dacă ele sînt dotate cu mijloace de transmitere rapidă, sigură şi precisă a unui însemnat volum de informaţii despre situaţia din nodurile principale ale reţelelor controlate, constînd de obicei în semnalizări de poziţie a aparatajului de comutare şi în măsurări ale parametrilor electrici : tensiuni, circulaţii de puteri active şi reactive, curenţi.

Pînă în prezent această informare se realizează, în majoritatea cazurilor, cu ajutorul unor echipamente de telesemnalizare şi telemăsură elaborate şi produse în cadrul Ministerului Energiei Electrice, folosind relee şi selectoare electromecanice. Ţinînd seamă de cerinţele mult sporite ridicate de dezvoltarea intensă prevăzută pentru energetica noastră în viitorul apropiat, precum şi de faptul că acum se produc în ţară toate materialele necesare în acest scop, în cadrul Ministerului Energiei Electrice s-a iniţiat elaborarea unui echipament de telemăsură destinat punctelor de dispecer energetice, folosind elemente statice, la nivelul tehnicii actuale. Acesta a fost realizat în formă de prototip industrial şi pus în funcţiune în cursul anului 1965. Echipamentul, denumit tip TELECIN (echipament de TELEmăsură CIclică Numerică), este descris în cele ce urmează.

## Principiile de bază ale echipamentului

Echipamentele moderne de telemăsură asigură transmiterea printr-un singur canal a unui însemnat volum de informaţii, cu un grad ridicat de precizie şi stabilitate la perturbaţii. Reducerea la minimum a numărului de canale folosite se realizează prin transmiterea consecutivă în timp, ciclică, a informaţiilor, precizia este asigurată prin exprimarea numerică a mărimilor măsurate, iar stabilitatea la perturbaţii — prin diverse metode de codificare şi verificare a măsurilor transmise.

Valorile numerice transmise de o astfel de instalaţie ciclică sînt denumite în cele ce urmează mărimi. Pentru transmiterea oricăreia dintre mărimi se afectează un anumit număr de intervale elementare consecutive de timp, denumite momente. Dacă mărimea este exprimată numeric în formă binară, numărul ei de momente, corespunzînd numărului de cifre binare, determină precizia de cuantificare. Momentele necesare pentru transmiterea mărimii cu precizia de cuantificare adoptată, la care se adaugă cele pentru control, sincronizare sau alte scopuri, formează împreună un termen. Toţi termenii exprimînd mărimi transmişi de un echipament, la care se adaugă şi termenii (sau intervalele) pentru control, sincronizare sau alte scopuri, formează împreună ciclul acestuia.

Funcţionarea corectă a sistemelor ciclice este posibilă numai dacă echipamentele de la capetele canalului de transmisie funcţionează sincron şi sinfazat. În general, sistemul de sincronizare adoptat pentru un echipament determină schema-bloc şi performanţele esenţiale ale părţii ciclice a acestuia. În tehnica actuală se folosesc trei metode de sincronizare expuse foarte succint mai jos.

În sistemele cu sincronizare pas cu pas, avansarea echipamentelor de la ambele capete este provocată cu ajutorul unor impulsuri speciale generate şi transmise de la punctul de emisie. Pentru transmiterea informaţiilor de măsurare este necesar să se recurgă la alte tipuri de impulsuri, de aceea în total sînt necesare trei calităţi ale impulsurilor, realizate la echipamentele cu acest mod de sincronizare prin modulaţie tritonală de frecvenţă.

În sistemele de sincronizare start-stop, funcţionarea echipamentelor de la cele două capete este comandată de oscilatoare locale cu aceeaşi frecvenţă, foarte stabilă, ceea ce elimină necesitatea transmiterii în linie a unor impulsuri speciale de avansare. Generatoarele locale de impulsuri sînt repuse periodic în fază cu ajutorul unui impuls sau cod special de sincronizare emis la sfîrşitul fiecărui ciclu sau termen.

În sistemele de sincronizare permanentă există oscilatoare la ambele capete, fără a fi însă necesar ca ele să aibă o frecvenţă foarte stabilă, deoarece frecvenţa celui de la punctul de recepţie este adusă continuu în concordanţă cu cea de la emisie cu ajutorul unor impulsuri speciale de sincronizare sau chiar al impulsurilor de cod.

În echipamentul de telemăsură ciclică realizat s-a căutat să se îmbine avantajele normale

ale sistemelor start-stop (durată mică a ciclului şi stabilitate faţă de perturbaţii) cu dezideratul unei construcţii simple a oscilatoarelor locale. În acest scop, intervalul de timp dintre două impulsuri de readucere în concordanţă a generatorului de impulsuri de la punctul de recepţie cu cel de la punctul de emisie a fost redus pînă la durata unui termen.

Mărimile sînt transmise în exprimare binară, folosind în acest scop şapte momente, adică cu eroare de cuantificare mai mică decît $\pm$ 0,4%, pe deplin satisfăcătoare în energetică. Prezenţa unei cifre binare este indicată prin transmiterea unui impuls de cod în momentul afectat acesteia. Un al 8-lea moment este folosit pentru controlul corectitudinii transmisiei, prin „control de paritate". Semnalul emis în acest moment (0 sau 1) completează la paritate numărul de semnale 1 din termen. La recepţie se numără semnalele 1 primite şi, în caz de imparitate, indiciu al unei perturbări în transmisie, termenul respectiv nu este prelucrat mai departe în cadrul ciclului, păstrîndu-se neschimbată valoarea lui anterioară.

Cum impulsurile de readucere în concordanţă a generatorului de impulsuri de la punctul de recepţie sînt plasate la începutul fiecărui termen, iar informaţiile sosite din linie sînt citite pe o durată foarte scurtă de timp în mijlocul momentelor, un calcul simplificat arată că frecvenţa generatoarelor de impulsuri de la cele două capete poate să difere cu $\pm \frac{0{,}5\ moment}{8\ momente} =$ $= \pm 6{,}25\%$ (pentru un calcul mai precis vezi anexa 1). Stabilitatea frecvenţei generatoarelor în limite de acest ordin de mărime se poate realiza cu mijloace extrem de simple.

Impulsurile de cod (pentru transmiterea mărimii şi controlul de paritate) sînt transmise prin deplasarea pozitivă, iar cele de sincronizare pe termen (cu durata unui moment) prin deplasarea negativă a frecvenţei unui canal tritonal, cu o viteză telegrafică de 100 baud, de tipul folosit şi la alte echipamente de telemecanică elaborate pentru energetică.

La sfîrşitul fiecărui ciclu se transmite prin aceeaşi deplasare negativă de frecvenţă un impuls prelungit de sincronizare, cu o durată

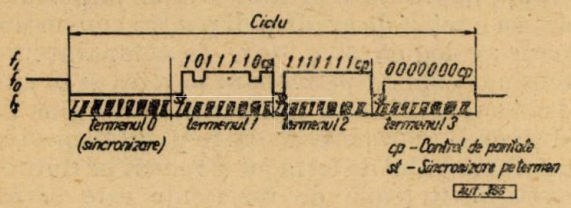



Fig. 1. Structura unui ciclu cu trei termeni.

egală cu un termen, care serveşte pentru sincronizarea echipamentelor de la cele două capete în cazul perturbării impulsurilor de sincronizare pe termen, al întreruperii canalului etc.

Structura unui ciclu de telemăsură, constînd în trei termeni şi alcătuit după cum s-a arătat mai sus, este indicată în figura 1. Ciclult ransmis de echipamentul TELECIN poate conţine pînă la 15 (31) termeni, cu o durată corespunzătoare

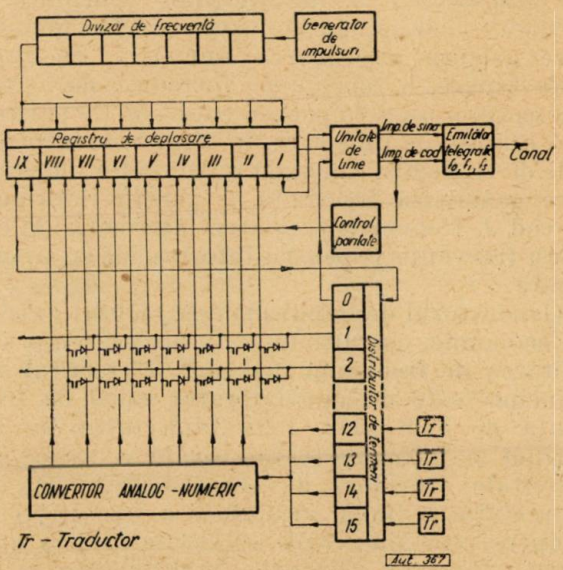



Fig. 2. Schema-bloc a părţii de emisie.

de $(n + 1)$ 0,09 s, în care $n$ este numărul de termeni. În locul oricărui termen de telemăsură se pot transmite şapte telesemnalizări.

Introducerea mărimilor de măsură în echipament se realizează de la traductoarele uzuale în energetică (pentru tensiune, curenţi, puteri active, puteri reactive), în execuţie complet statică, cu semnal de ieşire 0 ... 10 Vc.c.

Introducerea telesemnalizărilor se realizează printr-un contact normal deschis, acţionat de obiectul bipoziţional controlat.

La recepţie, afişajul mărimilor de măsură se realizează în formă analogică, cu aparate indicatoare sau înregistratoare cu un curent de pînă la 30 mA. În măsura realizării industriale a aparatajului de afişaj numeric este posibilă şi utilizarea acestuia.

Pentru telesemnalizări este prevăzută atît acţionarea nemijlocită de relee telefonice, prin contactele cărora să se realizeze sistemele de semnalizări optice şi acustice uzuale la punctele de dispecer energetice, cît şi un afişaj complet static, îndeplinind aceleaşi funcţiuni.

La elaborarea echipamentului de telemăsură s-a pornit de la premisa utilizării exclusive de materiale indigene, precum şi a soluţiilor adoptate la echipamentul de telecomandă-telesemnalizare tip TELESTAT, elaborat anterior [1], astfel încît să fie posibilă chiar o funcţionare combinată a acestora.

**Funcţionarea părţii de emisie**

În esenţă, partea de emisie a echipamentului TELECIN (fig. 2) conţine un generator de impulsuri care reprezintă baza de timp pentru

desfăşurarea ciclurilor, un distribuitor de momente (registru de deplasare) care comandă succesiunea operaţiilor de transmitere a informaţiilor conţinute în momente, un distribuitor de termeni care comandă succesiunea operaţiilor de transmitere a informaţiilor conţinute în termenii ciclului, un convertor analog-numeric care asigură exprimarea numerică, cu şapte cifre binare, a tensiunilor introduse de la traductoare, o unitate pentru controlul de paritate şi o unitate de linie care, în funcţie de informaţiile de transmis, comandă un emiţător telegrafic care generează frecvenţa $f_1$ pentru informaţii de cod *1*, frecvenţa $f_0$ pentru informaţii de cod 0 sau frecvenţa $f_s$ pentru informaţiile de sincronizare.

Generatorul de impulsuri este realizat extrem de economic, asigurîndu-se în acelaşi timp stabilitatea de frecvenţă necesară. Elementul său principal este un multivibrator uzual cu frecvenţa de 12,8 kHz. Prin proiectarea lui s-a obţinut o influenţă neînsemnată a variaţiilor curentului rezidual al transistoarelor şi, în consecinţă, o bună stabilitate a frecvenţei cu temperatura. Măsurările efectuate asupra unui mare număr de asemenea multivibratoare au indicat o stabilitate de frecvenţă mai bună de 0,2‰/°C, în gama de temperatură de la −10°C la +70°C. Frecvenţa multivibratorului este divizată prin şapte elemente binare montate în cascadă, după care atacă distribuitorul de momente, care la rîndul său o mai divide încă o dată. Deoarece la partea de recepţie baza de timp pentru desfăşurarea operaţiilor secvenţiale o constituie un generator de impulsuri identic cu cel de la emisie şi a cărui repunere la zero se realizează printr-o poartă pe partea de 12,8 kHz, defazajul maxim posibil între cele două generatoare de impulsuri, atunci cînd ele se găsesc în opoziţie de fază, este mai mic decît 0,4% (anexa 1).

Distribuitorul de momente este realizat în forma unui registru de deplasare cu nouă celule (*I* pentru informaţia de sincronizare pe termen, *II . . . VIII* pentru informaţiile de cod, *IX* pentru informaţia de control de paritate). Ultima lui celulă comandă unitatea de linie, precum şi avansarea cu un pas a distribuitorului de termeni după trecerea a nouă momente. Fiecare celulă a registrului este prevăzută cu cîte două intrări active : una pentru înscrierea informaţiilor de semnalizare, comandată de la contactele obiectelor controlate, şi una pentru informaţiile de măsură, comandată de către convertorul analog-numeric.

Distribuitorul de termeni constă într-un numărător binar cu 2 . . .5 celule (după numărul maxim de termeni ai ciclului 3 . . . 31) şi un convertor binar-zecimal realizat printr-un număr de elemente NICI, egal cu numărul lui de paşi. La ieşirea fiecărui element NICI apare semnal *1* numai pe pasul respectiv al distribuitorului, pe o durată de circa 1 ms, la începutul momentului *I*, de sincronizare, al termenului. O excepţie o constituie pasul 0 pentru care durata semnalului *1* de ieşire este egală cu un termen, adică cu nouă momente şi în care se comandă emiterea în linie a frecvenţei de sincronizare $f_s$. Imediat după aceasta registrul de deplasare emite un impuls de avansare a distribuitorului de termeni pe pasul *1*. La ieşirea acestuia apare pe scurtă durată un potenţial *1* care, în cazul folosirii primului termen în scopuri de telesemnalizare, se aplică la una din bornele celor şapte contacte auxiliare ale obiectelor controlate. Semnalul *1* trece prin contactele închise şi basculează bistabilii corespunzători din registrul de deplasare. Pe durata primului moment al termenului, în linie se emite frecvenţa $f_s$. La următoarele impulsuri sosite de la generatorul de impulsuri informaţiile înscrise în registrul de deplasare sînt transmise în linie cu frecvenţa $f_0$ sau $f_1$, după caracterul lor, pînă la golirea completă a registrului de deplasare de toate informaţiile înscrise iniţial în el. Unitatea de control de paritate asigură numărarea semnalelor *1* emise în momentele *2 . . . 8* şi completarea lor la paritate cu ajutorul semnalului emis în momentul *9*. La terminarea momentului *9* al termenului *1*, registrul de deplasare comandă trecerea distribuitorului de termeni pe pasul *2*. Semnalul *1*, apărut pentru scurtă durată la ieşirea acestuia, înscrie acum în registrul de deplasare informaţiile despre contactele auxiliare închise ale obiectelor controlate prin termenul *2*. Pe durata momentului *1* al acestuia se emite în linie frecvenţa $f_s$, iar în momentele următoare frecvenţele $f_0$ sau $f_1$, după informaţiile înscrise în registrul de deplasare, şi aşa mai departe.

Pe paşii distribuitorului de termeni folosiţi pentru transmiterea de mărimi telemăsurate, singura deosebire în funcţionare constă în faptul că în registrul de deplasare se înscriu semnalele de ieşire de la convertorul analog-numeric care exprimă în baza *2* valoarea instantanee a mărimii analogice introduse în convertor pe pasul respectiv. În modul descris sînt emise toate informaţiile din ciclu.

Convertorul analog-numeric (fig. 3) conţine un distribuitor cu şapte paşi comandat cu o frecvenţă înaltă de la generatorul de impulsuri, cuplat cu o reţea de cvadripoli pentru convertire numeric-analogică şi o serie de comparatoare de tensiune cuplate permanent la reţea şi la cîte un traductor. Fiecare comparator este pus în condiţii de funcţionare de către pasul respectiv al distribuitorului de termeni şi numai pe durata convertirii. Reţeaua de rezistenţe este astfel reglată încît tensiunea de ieşire este de 10 V pentru numărul binar 1111101 (în zecimal 125).

Să presupunem că are loc convertirea unei tensiuni de la un traductor de 3,12 V. Este pornit distribuitorul care scoate semnal *1* pe pasul *1* (asociat puterii $2^6 = 64$). Ca urmare,

la ieşirea reţelei de rezistenţe apare o tensiune de $\frac{64}{125} \cdot 10 = 5{,}12$ V. Schema comparatoare de tensiune, alimentată de la traductor şi de la reţea, afectată termenului (traductorului) respectiv, constată că această tensiune este mai

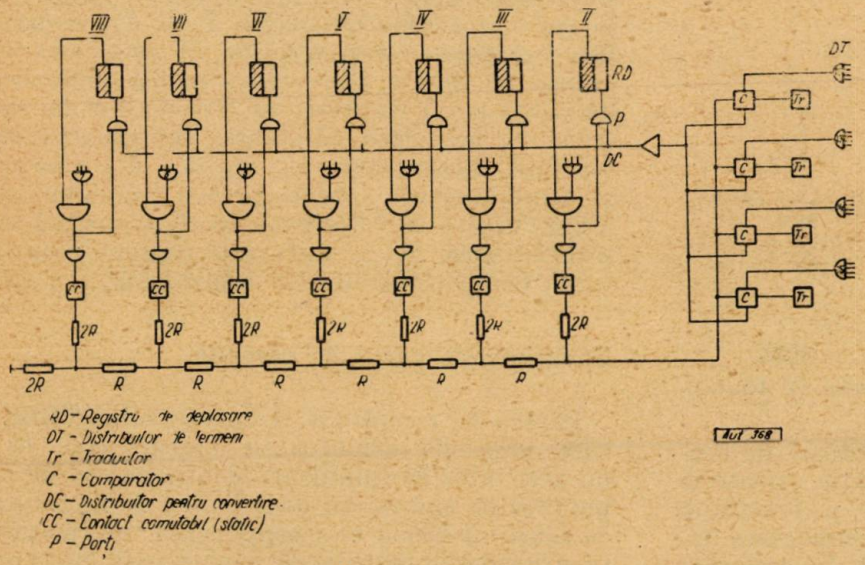



Fig. 3. Schema-bloc a convertorului analog-numeric.

mare decît cea convertită şi nu emite semnal de reţinere a ei. În bistabilul *II* din registrul de deplasare afectat ponderii $2^6$ nu se înscrie informaţie. Apoi distribuitorul trece pe pasul *2* (asociat $2^5 = 32$). La ieşirea reţelei de rezistenţe apare o tensiune de $\frac{16}{125} \cdot 10 = 2{,}56$ V. Comparatorul constată că aceasta este mai mică decît 3,12 V şi emite un semnal *1*, care basculează bistabilul *III* corespunzător ponderii $2^5$ din registrul de deplasare, înscriind în acesta informaţia *1*. În acelaşi timp, bistabilul basculat menţine semnalul *1* la ieşirea pasului *2* al distribuitorului de convertire, deci reţine şi tensiunea respectivă.

La trecerea acestuia pe pasul *3* (asociat puterii $2^4 = 16$), la ieşirea reţelei apare tensiunea de $2{,}56 + \frac{16}{125} \cdot 10 = 3{,}84$ V. Cum ea este mai mare decît 3,12 V, în registru nu se înscrie informaţia şi tensiunea pasului *3* nu este reţinută. La fel se întîmplă şi pe pasul *4*, deoarece $2{,}56 + \frac{8}{125} \cdot 10 = 3{,}20 > 3{,}12$ V. Pe pasul *5* tensiunea dată de reţea fiind de $2{,}56 + \frac{4}{125} \cdot 10 = 2{,}88$ V, comparatorul emite semnal de basculare a respectivului bistabil *VI* din registrul de deplasare şi păstrează semnal *1* şi pe ieşirea pasului *5*. La fel se întîmplă şi pe pasul *6* $\left(2{,}88 + \frac{2}{125} \cdot 10 = 3{,}04 < 3{,}12 \text{ V}\right)$ şi pe pasul *7* $\left(3{,}04 + \frac{1}{125} \cdot 10 = 3{,}12 \text{ V}\right)$. Se constată deci că în registrul de deplasare rămîne înscris numărul *0100111*, adică 39, corespunzător tensiunii măsurate $\left(3{,}12 = \frac{39}{125} \cdot 10 \text{ V}\right)$. O dată cu ieşirea distribuitorului de pe pasul *7*, convertirea este terminată şi convertorul analog-numeric este blocat pe durata transmiterii termenului respectiv.

După cum se ştie, o condiţie ca reţeaua de convertire numeric-analogică să funcţioneze corect este ca la ea să se aplice tensiunile $U$ şi 0 prin contacte comutabile cu rezistenţă proprie practic nulă în poziţia închis şi infinită în poziţia deschis. În lipsa materialelor speciale echivalentul static al acestor contacte s-a realizat cu schema din figura 4.

Tensiunea $U$, în cazul echipamentului TELECIN de — 15 V, cu un înalt grad de stabilizare, este aplicată pe rezistenţele *2R* ale reţelei de repetorul pe emitor $RE_2$. Cum rezistenţa internă a repetorului, văzută dinspre emitor, este redusă, s-a realizat o primă condiţie impusă contactelor comutabile. Pentru ca tensiunea culeasă de la emitorul lui $RE_2$ să nu varieze sensibil cu temperatura, la variaţii ale factorului de amplificare sau curenţilor reziduali, $RE_2$ nu este comandat direct de $N_1$ ci prin intermediul repetorului $RE_1$. În acest mod se reduce substanţial curentul care circulă prin rezistenţa de colector a transistorului blocat $N_1$ (prevăzută în acelaşi scop cu o valoare mai redusă decît NICI-urile unificate)

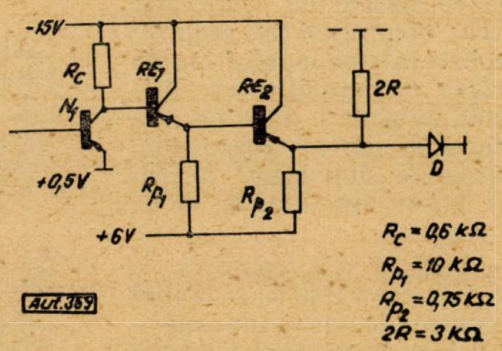



Fig. 4. Realizarea statică a contactului comutabil.

şi deci şi variaţiile relative ale căderii de tensiune pe ea.

Tensiunea 0 se obţine de la dioda $D$. Pentru a realiza şi pentru aceasta condiţiile necesare, emitorul transistorului $N_1$ este legat la o tensiune pozitivă de circa 0,5 V, astfel încît, la satu-

rarea lui, baza repetorului $RE_2$ este sigur mai pozitivă decît emitorul lui şi $RE_2$ este blocat, iar rezistenţa de polarizare $Rp_2$, alimentată de la tensiune stabilizată de + 6 V, are o valoare redusă comparativ cu $2R$. Repetoarele $RE_2$ şi

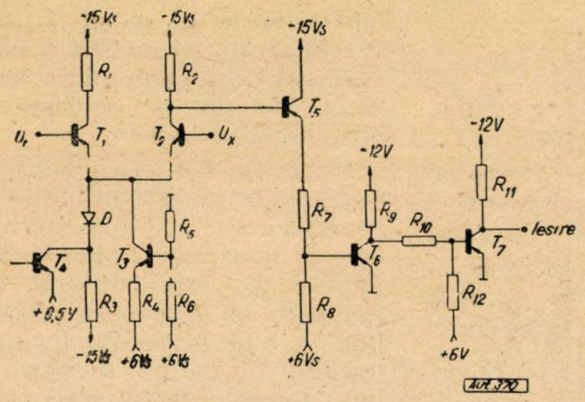



Fig. 5. Schema principială a comparatorului de tensiuni.

diodele $D$ sînt realizate cu transistoare de acelaşi tip şi din acelaşi lot de fabricaţie, sortate să aibă căderi identice de tensiune pe joncţiuni. În acest mod se realizează şi o compensare automată la variaţii de temperatură. La creşterea temperaturii, de exemplu cînd datorită măririi curentului rezidual al lui $N_1$ creşte căderea de tensiune pe $Rc$ şi scade valoarea tensiunii $U$, scade în mod corespunzător şi căderea de tensiune pe dioda $D$, astfel încît diferenţa de potenţial aplicată schemei nu variază.

În echipamentul TELECIN, pentru a se evita complicaţiile de schemă şi materiale pe care le-ar aduce cu sine comutarea ciclică a tensiunilor de la traductoare, mărimi analogice, fiecare traductor este cuplat permanent la cîte un comparator care este pus în condiţii de funcţionare prin mijloace uzuale de comutaţie statică. Comparatorul propriuzis constă într-un montaj simplu şi sigur de amplificator diferenţial, alimentat de la un stabilizator de curent. Toate comparatoarele sînt legate în paralel la un amplificator de ieşire comun.

În schema din figura 5, la baza transistorului $T_1$ se aplică tensiunea de la reţeaua de cvadripoli, iar la baza transistorului $T_2$, tensiunea de la traductor, transistorul $T_3$ avînd funcţia de generator de curent constant. Este evident că transistorul la care se aplică tensiunea cea mai negativă este saturat, iar celălalt, blocat. Deci acest montaj îndeplineşte funcţia de comparator de tensiuni, dacă se foloseşte ca indiciu schimbarea stării oricăruia dintre transistoare. Transistorul $T_3$ menţine la o valoare constantă curentul care trece prin transistorul saturat şi, în mod corespunzător, păstrează în limite foarte strînse curenţii de bază, pragul de funcţionare etc.

Transistorul $T_4$ este în mod normal blocat, astfel încît aplică tensiunea nominală negativă la emitoarele transistoarelor $T_1$ şi $T_2$, scoţînd din funcţiune comparatorul. El este saturat numai pe durata convertirii analog-numerice, de către pasul respectiv al distribuitorului de termeni, permiţînd efectuarea comparaţiei de tensiuni. Rezistenţele $R_1$, $R_2$, $R_5$, $R_6$, precum şi amplificatorul special pentru semnalul de ieşire, cuplat la colectorul lui $T_2$, constînd în transistoarele $T_5$. . . $T_8$, sînt comune pentru toate comparatoarele din echipament.

## Funcţionarea părţii de recepţie

Partea de recepţie a echipamentului TELECIN cuprinde următoarele blocuri (fig. 6): un generator de impulsuri identic cu cel de la punctul de emisie, un distribuitor de momente cu ajutorul căruia se recepţionează informaţiile transmise prin momentele unui termen, un grup de şapte memorii intermediare pentru înregistrarea acestor informaţii pe durata termenilor, un distribuitor de termeni care cuplează succesiv, la timpul potrivit, memoriile finale, 15 (31) grupe de cîte şapte memorii de termen (finale) care memorizează de la un ciclu la altul informaţiile, unitatea logică care coordonează întreaga funcţionare a schemei şi, bineînţeles,

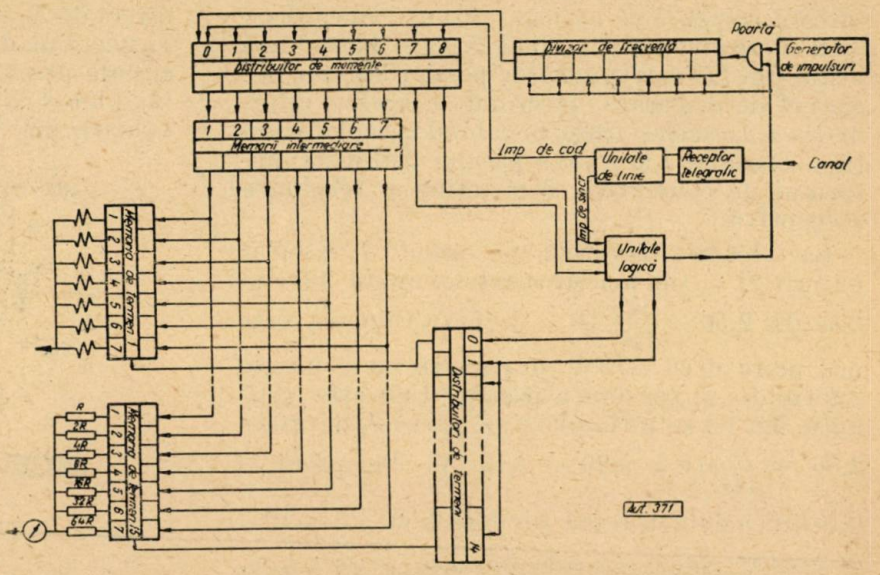



Fig. 6. Schema-bloc a părţii de recepţie.

receptorul telegrafic tritonal urmat de o unitate de linie.

Spre deosebire de schema de emisie, la punctul de recepţie cuplarea generatorului de im-

pulsuri se face printr-o poartă, iar celulele de divizare a frecvenţei sînt prevăzute cu circuite de ştergere.

După cum s-a arătat, pentru a se asigura funcţionarea sincronă a schemei de recepţie cu cea de emisie se utilizează impulsurile de sincronizare scurte (sincronizare pe termen) şi lungi (sincronizare pe ciclu). Impulsurile de sincronizare pe termen aduc distribuitorul de momente în starea iniţială, pregătindu-l pentru începerea sincronă a unui nou termen şi, în acelaşi timp, deplasează cu un pas distribuitorul de termeni, iar impulsurile lungi de sincronizare pe ciclu aduc ambele distribuitoare în starea iniţială.

Impulsul lung de sincronizare pe ciclu este discriminat de un element special şi, pe durata lui, este închisă poarta dintre generatorul de impulsuri şi divizorul de frecvenţă şi sînt şterse distribuitoarele de momente şi de termeni, precum şi divizorul de frecvenţă, adică întreaga schemă este adusă în starea iniţială. La încetarea impulsului de sincronizare pe ciclu se întrerupe ştergerea şi se redeschide poarta. Distribuitorul de momente începe să avanseze, comandat fiind de generatorul de impulsuri.

Pentru a micşora efectul perturbaţiilor şi al distorsiunilor pe canal ale impulsurilor din cod, citirea fiecărui moment al termenului recepţionat se face în timp la jumătatea pasului distribuitorului de momente, pe o durată foarte scurtă. Astfel se asigură recepţionarea corectă a codului chiar în cazul unei decalări de timp egale cu pînă la jumătate de pas, între emisie şi recepţie, în timpul unui termen. Pe paşii în mijlocul cărora unitatea de linie indică recepţionarea unui semnal *1* sînt basculate memoriile intermediare corespunzătoare. Ca urmare, după parcurgerea primilor şapte paşi de cod, în memoriile intermediare sînt fixate informaţiile conţinute în primul termen transmis. Unitatea logică verifică semnalul recepţionat în momentul *9* şi, dacă el corespunde ca paritate, permite formarea pe scurtă durată a pasului 0 al distribuitorului de termeni. Dispariţia acestuia constituie un impuls de transfer al informaţiilor din memoriile intermediare în memoriile termenului *1* (realizate ca bistabili cu trei intrări).

Sosirea în momentul *1* a impulsului de sincronizare pe termen şterge distribuitorul de momente (readucîndu-l pe pasul 0) şi memoriile intermediare. La dispariţia lui, distribuitorul de termeni avansează pe pasul următor şi începe în mod similar recepţionarea informaţiilor conţinute în termenul *2*, şi aşa mai departe.

Dacă recepţionarea unui termen este perturbată, situaţie constatată prin controlul parităţii, conţinutul memoriilor intermediare nu este transferat în memoriile de termen aferente. Unitatea logică asigură şi funcţii de protecţie şi avertizare pentru cazul apariţiei unui decalaj între distribuitoarele de momente de la cele două capete, perturbarea unui impuls de sincronizare pe termen, întreruperea canalului de comunicaţie.

Cele şapte memorii finale aferente unui termen comandă fie şapte relee, în cazul termenilor folosiţi pentru telesemnalizare, fie un convertor

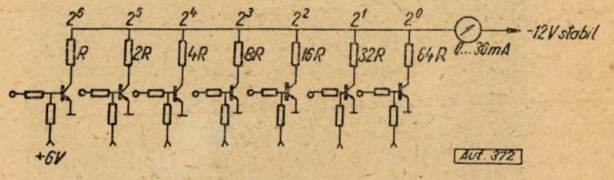



Fig. 7. Schema convertorului numeric-analogic.

numeric-analogic în cazul termenilor de telemăsură. Convertorul numeric-analogic (fig. 7) constă într-o reţea de şapte rezistenţe ponderate ($R$, $2R$, $4R$. . . $64R$), de valori invers proporţionale cu ponderea momentului respectiv, alimentate prin întreruptoare cu tranzistoare. Însumarea curenţilor reţelei se face pe aparatul indicator, care efectuează în acest mod exprimarea analogică a numărului binar înscris în memoria de termen.

**Realizarea constructivă a echipamentului**

Pentru realizarea echipamentului TELECIN s-au utilizat în exclusivitate materiale indigene (fabricaţie I.P.R.S.). Echipamentul este tran-

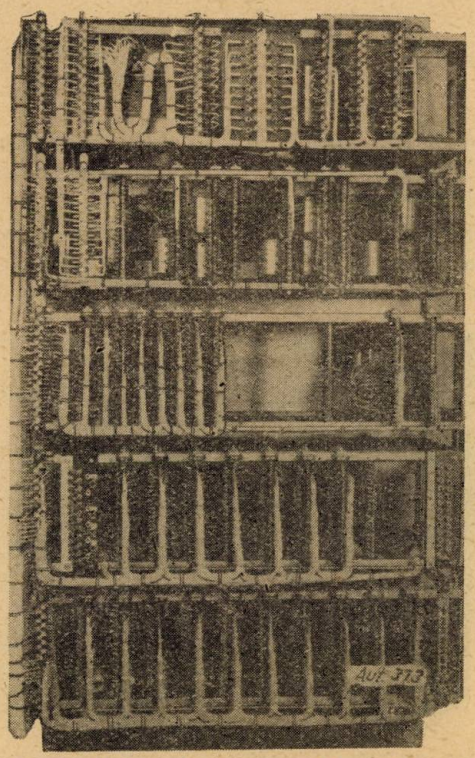



Fig. 8. Vederea din faţă a echipamentului de la punctul de emisie (fără capac).

sistorizat în întregime, circuitele fiind formate cu ajutorul cablajelor imprimate. În acest scop s-au folosit soluţiile de la echipamentul de telemecanică tip TELESTAT [1].

Pentru a putea fi montat cu uşurinţă în diverse încăperi, echipamentul TELECIN a fost realizat în cutii care se pot fixa pe perete, cu acces numai prin faţă (fig. 8, 9, 10). După cum se

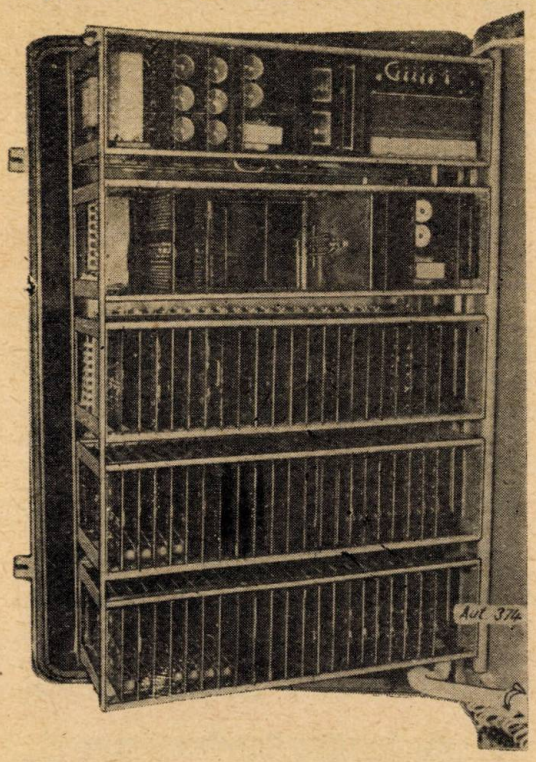


Fig. 9. Vederea din spate a sertarelor echipamentului de la punctul de recepţie.

observă din fotografii, accesul la subansamble este foarte comod datorită construcţiei rabatabile a stelajului.

Alimentarea echipamentului se efectuează de la reţeaua de curent alternativ şi, în caz de dispariţie accidentală a tensiunii de reţea, acesta

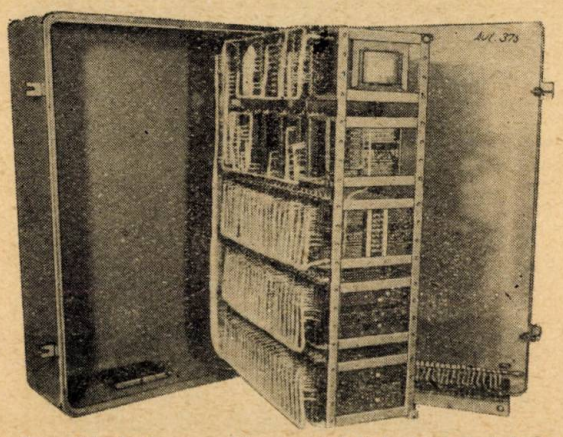


Fig. 10. Vederea echipamentului de la punctul de recepţie, deschis.

este comutat automat pe o sursă de rezervă de curent alternativ existentă la locul de montare. Schemele logice funcţionează la tensiunile continue de — 12 V şi + 6 V. Pentru convertorul analog-numeric şi convertoarele numeric-analogice se utilizează tensiuni continue stabilizate de — 15 V, — 12 V şi + 6 V, cu o stabilizare mai bună de 0,1% la suprapunerea celor mai defavorabile variaţii de tensiune de intrare, temperatură şi sarcină.

Părţile logice ale echipamentului au fost verificate la variaţii de ± 25% ale tensiunilor de — 12 V şi + 6 V, în acelaşi sens şi în sensuri opuse, şi la variaţii de temperatură în limitele — 12°C . . . + 60°C. Convertoarele analog-numeric şi numeric-analogice au fost verificate la variaţii ale tensiunii de alimentare de ±20% şi la variaţii ale temperaturii în limitele de 0°C . . . 50°C.

Pentru a putea verifica funcţionarea echipamentului, atît la punctul de emisie, cît şi la punctul de recepţie, sînt prevăzute dispozitive speciale de introducere şi afişare a informaţiilor, cu ajutorul cărora se poate urmări corectitudinea transmisiei, termen cu termen, precum şi precizia convertirii şi deconvertirii.

## Caracteristici tehnice

— Funcţionarea : start-stop, sincronizare pe termen şi ciclu.
— Funcţiuni : telemăsură şi telesemnalizare.
— Capacitate : 15 (31) telemăsuri ;
105 (217) telesemnalizări ;
combinaţii de telemăsuri şi telesemnalizări.
— Structura ciclului : 15 (31) termeni de cod + 1 termen de sincronizare.
— Structura termenului : 1 moment de sincronizare, 7 momente de cod, 1 moment de control de paritate.
— Viteză telegrafică de transmisie : 100 baud.
— Durata unui moment : 10 ms.
— Durata unui termen (1 TM sau 7 TS) : 90 ms.
— Durata ciclului : $(n + 1)$ 0,09 s.
— Precizia exprimării numerice : 7 cifre binare (± 0,4%).
— Clasa de precizie a convertirii analog-numerice : 0,5%.
— Clasa de precizie a deconvertirii numeric-analogice : 0,2%.
— Introducerea mărimilor de telemăsură : de la traductoare avînd tensiune de ieşire 1 . . . 10 V pe o impedanţă de 3 kΩ.
— Introducerea telesemnalizărilor simple : un contact ND.
— Transmisia pe canal : modulare tritonală de frecvenţă în bandă vocală.
— Nivele : PE : + 0,5 N ; PR : — 3N . . + 0,5 N.
— Alimentare : tensiune : 220 V ± 20% c. a.
consum : PE : 0,25 A ;
PR : 0,35 A.
— Domeniul de temperatură : 5 . . . 40°C.
— Gabarite : cutii identice la PE şi PR, cu acces numai pe o parte, avînd cotele : 1 000 × 620 × 280 mm.

ANEXA 1

### Calculul diferenţei de frecvenţă admisibile la sistemul start-stop

A. *Erori provocate de diferenţa de frecvenţă dintre oscilatoare, în prezenţa distorsiunilor*

Notaţii :

*IS* — impulsuri de sincronizare ;
*T* — durata unui moment, determinată de oscilatorul de la punctul de recepţie ;

$T'$, $T''$ — durata unui moment nedistorsionat, determinată de oscilatorul de la punctul de emisie, pentru cazul $f_e > f_r$, respectiv $f_e < f_r$;

$f_e$, $f_r$ — frecvenţa oscilatorului de la punctul de emisie, respectiv recepţie;

$n$ — numărul de momente ale termenului (exclusiv cel de sincronizare);

$t$, $t'$, $t''$ — lungirea (scurtarea) impulsurilor (pauzelor) datorită distorsiunilor pentru cazurile $f_e = f_r$, $f_e > f_r$, $f_e < f_r$;

$\frac{t}{T} = \frac{t'}{T'} = \frac{t''}{T''} = D$ — distorsiunea totală a impulsurilor (pauzelor).

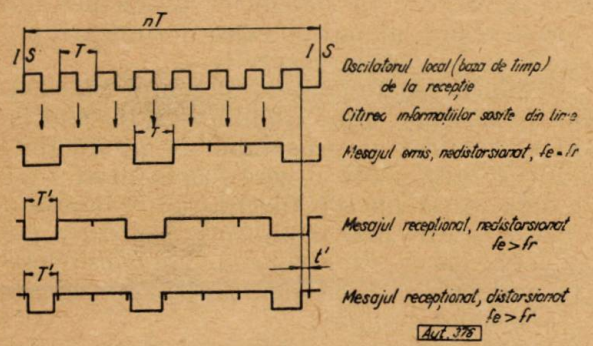



Fig. 1

Ultimul moment al termenului mai este receptionat corect în cazurile limită de defazare:

$$\left(n - \frac{1}{2}\right) T = nT' - t' \quad \text{pentru } f_e > f_r; \tag{1}$$

$$\left(n - \frac{1}{2}\right) T = nT'' + t'' \quad \text{pentru } f_e < f_r. \tag{2}$$

Deci variaţiile relative limită de perioadă (frecvenţă) sînt:

$$\frac{T}{T'} = \frac{n - D}{n - 1/2} = 1 - \frac{D - 1/2}{n - 1/2}; \tag{3}$$

$$\frac{T}{T''} = \frac{n + D}{n - 1/2} = 1 + \frac{D - 1/2}{n - 1/2}. \tag{4}$$

Abaterea relativă maximă admisibilă de perioadă (frecvenţă) între oscilatorul de la emisie şi cel de la recepţie este:

$$\pm \frac{\Delta f}{} = \pm \frac{2D - 1}{2n - 1}. \tag{5}$$

În cazul echipamentului TELECIN, la care $n = 8$, diferenţa de frecvenţă maximă admisibilă, în procente, la diferite distorsiuni este:

$D =$ 0 0,1 0,2 0,3 0,4 0,5;

$\Delta f\,\% =$ 6,66 5,34 4,0 2,66 1,33 0.

B. *Eroarea provocată de defazarea oscilatoarelor*

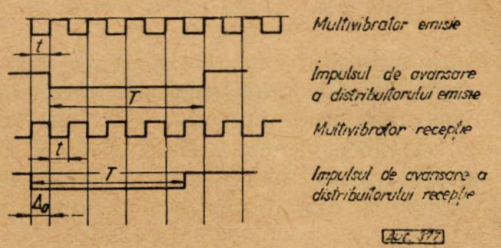



Fig. 2

$$f_e = f_r; \quad \Delta_0 = t; \quad \frac{t}{T} = \frac{F}{f} = \frac{\frac{f}{2^m}}{f} = \frac{1}{2^m},$$

unde:

$\Delta_0$ — eroarea provocată de defazarea la 180° între oscilatoarele de la emisie şi recepţie, cînd frecvenţele lor sînt egale;

$t$, $f$ — semiperioada, respectiv frecvenţa multivibratorului;

$T$, $F$ — semiperioada, respectiv frecvenţa impulsurilor care atacă distribuitorul;

$m$ — numărul de divizări ale frecvenţei între multivibrator şi distribuitor.

În cazul echipamentului TELECIN, la care $m = 8$:

$$m = \frac{1}{2^8} = \frac{1}{256} = 0{,}39\,\%.$$

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Vaisman, L., Colin, L., Sasu, I. şi Stoica, M. *Echipament de telemecanică cu elemente fără contacte pentru instalaţiile energetice.* In: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1965, p. 177–184.

Dr. ing. E. DEATCU

# Analiza statistică a exploatării, metodă ştiinţifică de determinare a condiţiilor tehnice pentru telemecanizarea proceselor de producţie

Telemecanica, ramură a ştiinţei şi tehnicii care cuprinde teoria şi mijloacele tehnice ce asigură schimbul automat de informaţii între obiectele punctului controlat (*PC*) şi operatorul (uman sau automat) al punctului de dispecer (*PD*), îşi găseşte o răspîndire din ce în ce mai mare în conducerea centralizată a proceselor de producţie.

Trebuie subliniat că, deşi s-au obţinut succese însemnate în telemecanizarea proceselor de producţie, lipsa unei metode, suficient fundamentate, de determinare cantitativă a condiţiilor tehnice ale telemecanizării şi ale sistemelor de telemecanică utilizate a dus de multe ori la subiectivism în aprecierea necesităţilor şi a eficienţei tehnico-economice a telemecanizării, la exagerări neîntemeiate în alegerea volumului de telemecanizare, la utilizarea de canale de telecomunicaţii specializate etc.

Problema principală a telemecanizării o reprezintă alegerea volumului de telemecanizare şi a organizării şi structurii procesului conducerii centralizate şi a sistemului de telemecanică. Această alegere trebuie făcută în aşa fel încît :

a) numărul de telesemnalizări şi telemăsuri să fie suficient şi astfel ales încît să permită avertizarea rapidă a operatorului *PD* asupra oricărei avarii sau tendinţe de abatere de la regimul normal de desfăşurare a procesului de producţie controlat ;

b) numărul de telecomenzi trebuie să fie suficient pentru a permite o mare operativitate a operatorului *PD* în suplinirea intervenţiei personalului local şi să conţină toate elementele necesare în vederea efectuării manevrelor de regim sau de lichidare a defecţiunilor şi avariilor ;

c) structura şi organizarea sistemului de telemecanică să asigure siguranţa de transmisie a informaţiei între *PC* şi *PD* cerută de optimizarea procesului de producţie, să aibă un mare grad de maleabilitate şi universalitate, permiţînd ca, prin combinarea diferitelor blocuri funcţionale, să se poată obţine echipamente de telemecanică cu una sau mai multe funcţiuni (telesemnalizare, telemăsură, telecomandă, telereglaj) şi de capacităţi foarte variate, întrucît diversitatea mare a condiţiilor de exploatare a obiectelor telemecanizate face neraţională utilizarea de sisteme de telemecanică specializate ;

d) conducerea centralizată să îmbine în mod raţional mijloacele de automatizare locală şi cele telemecanice cu munca personalului de întreţinere şi intervenţie, în vederea eliminării personalului local de exploatare şi în vederea atingerii scopului propus : obţinerea valorii extremale a indicelui de eficienţă ales.

Telemecanizarea trebuie privită ca un proces complex tehnico-economic şi organizatoric, iar determinarea obiectivă a condiţiilor tehnice ale telemecanizării şi ale sistemelor de telemecanică se poate realiza numai pe calea optimizării procesului de producţie respectiv.

Avînd în vedere caracterul complex al indicelui de eficienţă ales, studiul teoretic multilateral şi complet al procesului de producţie şi conducere este greoi şi cere foarte mult timp, din care cauză nu întotdeauna este justificat. De aceea este necesar să se caute rezolvarea problemei extremale respective luînd în considerare, în primul rînd, factorii dominanţi, determinanţi ai procesului studiat.

Mergînd pe această linie, în lucrarea de faţă se face încercarea să se găsească o metodă, fundamentată ştiinţific, de determinare a condiţiilor tehnice pentru telemecanizarea proceselor de producţie şi pentru echipamentele de telemecanică necesare [1].

Volumul de telemecanizare este determinat de informaţia necesară dispecerului pentru conducerea centralizată. Dispecerul are nevoie să primească informaţii de tipul „da-nu", atît despre starea unor obiecte (agregate, întreruptoare, vane, dispozitive de automatizare locală, de protecţie şi de semnalizare a avariilor sau a deranjamentelor etc.), cît şi despre valoarea unor parametri care caracterizează desfăşurarea procesului de producţie (temperatură, presiune, nivel, debit, tensiune, curenţi, putere), şi să transmită informaţia necesară de comandă pentru efectuarea schimbării stării obiectelor, pentru măsurarea sau reglarea parametrilor controlaţi. Informaţia de telemăsură şi telereglare reprezintă informaţia cantitativă (analogică) — aşa cum se vede din figura 1, iar cea de telesemnalizare, telecomandă şi telemăsură la cerere reprezintă informaţia calitativă, care, prin caracterul său, este discretă.

Aceasta înseamnă că obiectele controlate pot fi socotite surse elementare de informaţie discretă (traductoare de stare) sau surse de informaţie analogică (traductoare de mărimi), iar *PC* — surse complexe de informaţie care grupează un număr finit de surse elementare de informaţie cantitativă şi calitativă.

Întrucît prin informaţie se înţelege cantitatea de date noi, necunoscute destinatarului, conţinute în mesaj, înseamnă că transmisia continuă a mesajului despre una şi aceeaşi stare a

obiectului sau valoare a parametrului controlat nu conţine nici o informaţie şi nu este necesară din acest punct de vedere, ci măreşte numai redondanţa mesajului (prin urmare şi probabilitatea recepţiei corecte) şi serveşte pentru controlul neîntrerupt al canalului de telecomunicaţii între *PC* şi *PD*. Aceasta înseamnă că, din punct de vedere al cantităţii informaţiei, în locul transmisiei continue a mărimilor analogice este suficientă transmisia unor valori semnificative.

Folosind metoda cuantificării sau metode de reglare discretă, informaţia telemecanică analogică poate fi transformată în informaţie discretă. Reprezentarea întregii informaţii de telemecanică în formă unică (numerică) prezintă multiple avantaje, ca : a) folosirea multiplex a canalelor de telecomunicaţii ; b) siguranţă ridicată în transmisia informaţiei ; c) utilizarea sistemelor de telemecanică împreună cu dispozitive de calcul ; d) studiul tuturor obiectelor (întreruptoare, vane, ventile, agregate, dispozitive de semnalizare, chei de comandă, parametri măsuraţi etc.) ca surse elementare discrete de informaţie cu două sau $n_i$ stări ($n_i$ fiind numărul nivelelor de cuantificare a mărimii, de exemplu) ; e) studiul *PC* sau al pupitrului de comandă de la *PD* — ca surse complexe discrete de informaţie care grupează surse elementare discrete de informaţie, legate între ele teritorial, dar cu destinaţie diferită (traductoare de stare şi de mărimi) ; f) studiul sistemului de telemecanică nu numai ca sistem informaţional, dar şi ca sistem al tehnicii calculului etc.

De fiecare dată cînd se schimbă starea uneia dintre sursele elementare de informaţie, se schimbă şi starea sursei complexe de informaţie şi apare un mesaj de telemecanică, care conţine informaţii despre această schimbare, informaţii care trebuie transmise de la *PC* la *PD* sau invers.

Schimbarea stării surselor poate avea loc în urma recepţiei şi execuţiei unei informaţii de comandă de la dispecer sau, independent de acesta, ca rezultat al acţionării dispozitivelor de automatizare locală în regim de funcţionare normal sau de avarie.

În toate cazurile însă momentele schimbării stării obiectelor (surselor de informaţie telemecanică) sînt întîmplătoare, ele fiind momentele acţionării întreruptoarelor, dispozitivelor de automatizare locală, de semnalizare, de protecţie, momentele trecerii parametrilor controlaţi prin nivelele de cuantificare respective, momentele comutării cheilor de comandă, care nu pot fi determinate exact întrucît sînt condiţionate de cauze întîmplătoare ca avarii, defecte, schimbare de regim de funcţionare a instalaţiilor etc. Aceasta înseamnă că momentele apariţiei mesajelor (informaţiei) de telemecanică sînt evenimente aleatorii, iar ordinea lor în timp reprezintă un şir de evenimente aleatorii, adică un proces stohastic. Acest şir de evenimente aleatorii formează fluxul informaţiei de intrare a sistemului de telemecanică.

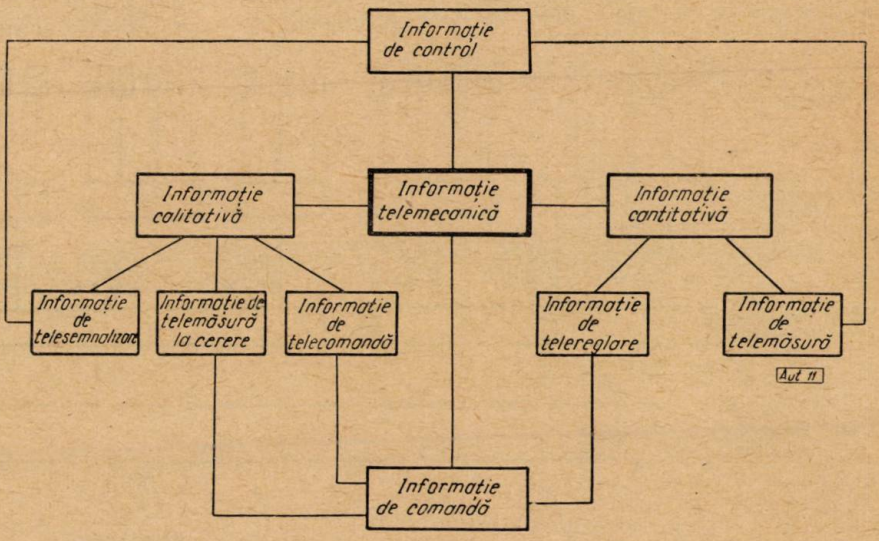



Fig. 1

Caracteristicile fluxului de informaţie sînt determinate de diferiţi factori, ca : tipul surselor elementare de informaţie (întreruptoare, ventile, transformatoare, consumatori, dispozitive de protecţie, automatică locală, semnalizare), tipul informaţiei (telesemnalizare operativă, preventivă, de avarie, telemăsură, telecomandă, telereglare), condiţiile de exploatare a obiectelor telemecanizate etc. Influenţa fiecăruia dintre aceşti factori asupra rezultatelor obţinute în exploatare poate fi determinată utilizînd metodele analizei dispersionale.

Aşadar, metoda principală de determinare a condiţiilor tehnice pentru telemecanizare este analiza statistică a exploatării, a desfăşurării în timp a procesului de producţie, pe baza matematicii statistice şi a analizei dispersionale [1].

Analiza statistică a exploatării se împarte în două :

a) analiza statistică a numărului de surse elementare de informaţie de la *PC* (*PD*), pe baza căreia se obţine *PC* (*PD*) tipic (după numărul de surse) ;

b) analiza statistică a schimbării stării obiectelor (surselor elementare) *PC* (*PD*) în vederea determinării caracteristicilor probabilistice ale fluxurilor informaţiei telemecanice.

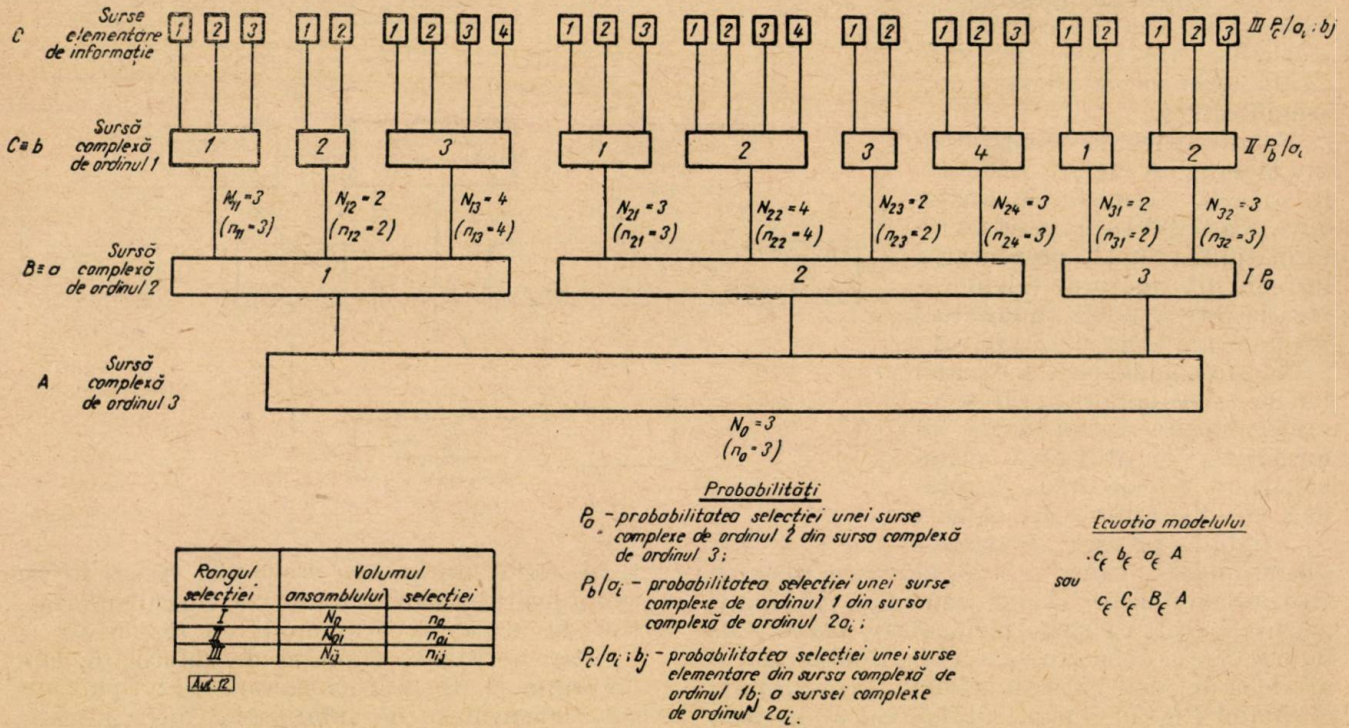
Pentru ca pe baza analizei statistice să se obţină estimări certe ale parametrilor probabilistici (teoretici), este necesar să se realizeze o

selecţie statistică cît mai omogenă, mai reprezentativă, care să reflecte cît mai complet influenţa tuturor factorilor şi în primul rînd a celor dominanţi, să corespundă modelului probabilistic al procesului de producţie dat, şi să fie însemnată ca volum.

Printre cele mai complexe procese de producţie se numără cele în care conducerea

- $a$ — elementul ansamblului $A$ (reţea de distribuţie, fabrică);
- $b$ — elementul ansamblului $B$ (staţie, secţie);
- $c$ — elementul ansamblului $C$ (sursă elementară de informaţie).

Selecţia corespunzătoare acestui model statistic este o selecţie independentă de rangul 3,




| Rangul selecţiei | Volumul ansamblului | Volumul selecţiei |
|---|---|---|
| I | $N_0$ | $n_0$ |
| II | $N_{0i}$ | $n_{0i}$ |
| III | $N_{ij}$ | $n_{ij}$ |

Aut. 12

Probabilităţi

$P_a$ - probabilitatea selecţiei unei surse complexe de ordinul 2 din sursa complexă de ordinul 3;

$P_b/a_i$ - probabilitatea selecţiei unei surse complexe de ordinul 1 din sursa complexă de ordinul $2a_i$;

$P_c/a_i\,b_j$ - probabilitatea selecţiei unei surse elementare din sursa complexă de ordinul $1b_j$ a sursei complexe de ordinul $2a_i$.

Ecuaţia modelului

$c_\varepsilon\, b_\varepsilon\, a_\varepsilon\, A$

sau

$c_\varepsilon\, C_\varepsilon\, B_\varepsilon\, A$

Fig. 2

(gruparea surselor elementare de informaţie) se face ierarhizat, de exemplu în trei trepte : secţie, fabrică, grupă de fabrici (combinat); staţie electrică, reţea de distribuţie (sistem energetic regional), sistem energetic unic etc.

Modelul probabilistic al unui astfel de proces este dat în figura 2, fiind caracterizat de ecuaţia :

$$c_\varepsilon\, C_\varepsilon\, B_\varepsilon\, A \qquad (1)$$

sau :

$$c_\varepsilon\, b_\varepsilon\, a_\varepsilon\, A, \qquad (2)$$

unde :

- $C$ este ansamblul format din $N_{ij}$ surse elementare de informaţii (staţie, secţie, sursă complexă de ordinul 1);
- $B$ — ansamblul format din $N_{0i}$ surse complexe de ordinul 1 (reţea de distribuţie, fabrică, sursă complexă de ordinul 2);
- $A$ — ansamblul format din $N_0$ surse complexe de ordinul 2 (grupe de surse complexe de ordinul 1) (sistem energetic unic, grupă de fabrici, sursă complexă de ordinul 3);

de volum $n_0$, $n_{0i}$ şi $n_{ij}$, din mulţimile $A$, $B$ şi $C$ respectiv, unde $i = 1, 2 \ldots n_0$, $j = 1, 2 \ldots n_{0i}$, $k = 1, 2 \ldots n_{ij}$.

Folosind metodele statisticii matematice [2], [3], rezultă că, pentru micşorarea erorii selecţiei, este necesar ca în rangurile trei şi doi să fie selectate toate elementele mulţimilor respective, adică $n_{0i} = N_{0i}$ şi $N_{ij} = n_{ij}$, deci să fie studiate toate sursele complexe de ordinul 1 şi obiectele lor în toate cele $n_0$ surse complexe de ordinul 2, selectate întîmplător din sursa complexă de ordinul 3.

Atunci reiese că analiza statistică a exploatării constă în analiza statistică a rezultatelor selecţiei de rangul 3 cu selecţie completă în rangurile trei şi doi pentru două mărimi aleatorii : 1) numărul surselor elementare, grupate după tip (pentru determinarea sursei complexe de ordinul 1 tipice); 2) numărul mesajelor formate de o sursă elementară într-un timp destul de îndelungat (6—12 luni) şi grupate după conţinutul lor (pentru determinarea parametrului fluxului informaţiei unei surse elementare).

Fluxul informaţiei de intrare este caracterizat de parametrul său — intensitatea $\lambda(t)$ [4]:

$$\lambda(t) = \lim_{\tau \to 0} \frac{p_{x=1}(\tau) + p_{x\geqslant 2}(\tau)}{\tau}, \qquad (3)$$

unde:

$p_{x=1}$ este probabilitatea apariţiei unui mesaj în intervalul de timp $\tau$;

$p_{x\geqslant 2}$ — probabilitatea apariţiei a două sau mai multe mesaje în intervalul de timp $\tau$;

$p_{x=1}(\tau) + p_{x\geqslant 2}(\tau)$ — probabilitatea apariţiei cel puţin a unui mesaj în intervalul de timp $\tau$.

Caracteristicile probabilistice ale surselor de informaţie sînt:

a) probabilitatea apariţiei unui mesaj (probabilitatea unei anumite stări a sursei) $p(i)$, unde $i$ ia valorile tuturor stărilor posibile ale sursei;

b) dependenţa probabilităţii apariţiei unui anumit mesaj de mesajele apărute anterior (dependenţa probabilităţii unei stări a sursei de stările anterioare), adică probabilitatea condiţionată $p\,(i/h, g, f, \ldots a)$, unde $a, \ldots f, g, h, i$ — mulţimea mesajelor (stărilor) posibile.

Procesul stohastic poate fi în general caracterizat de probabilitatea $p(i, \tau, E)$ ca sistemul (în cazul nostru, sursa de informaţie telemecanică), găsindu-se în starea $i$, peste un timp $\tau$ să se găsească într-una din stările mulţimii $E$ [5].

Într-o primă aproximaţie se poate considera că schimbarea stării diferitelor surse de informaţie are loc independent şi deci probabilitatea $p(i, \tau, E)$ nu depinde de cunoaşterea stărilor anterioare în care s-a găsit sistemul, adică probabilitatea că în intervalul de timp $\tau$ apar $x$ mesaje nu depinde de numărul anterior de mesaje. Cu alte cuvinte, numărul de mesaje în intervalele de timp care nu se suprapun este independent unul de altul.

Trecerea unei surse dintr-o stare într-alta are loc numai dacă noua stare se deosebeşte de cea anterioară, în caz contrar sursa nu-şi schimbă starea. Aceasta înseamnă că momentul apariţiei unui nou mesaj de la aceeaşi sursă este condiţionat numai de momentul apariţiei mesajului precedent, adică interdependenţa probabilistică dintre mesaje se reduce la două mesaje (evenimente) vecine. Sursa poate nu numai trece dintr-o stare în alta, dar rămîne un timp oarecare într-o stare şi reveni apoi în starea iniţială; deci stările sursei sînt reversibile, aperiodice şi diferite de 0 (timpul trecerii dintr-o stare într-alta sau al menţinerii în starea respectivă este finit).

Aceasta înseamnă că sursele sînt ergodice şi că prin urmare: a) o înşiruire destul de lungă de mesaje de telemecanică caracterizează aproape sigur (cu probabilitatea aproape egală cu 1) probabilităţile şi interdependenţa probabilistică a mesajelor formate de sursa respectivă; b) studiul probabilistic al mesajelor de telemecanică poate fi făcut într-un timp scurt pe o mulţime de surse identice sau pe o singură sursă timp îndelungat; cu cît numărul stărilor posibile ale sursei este mai mare şi aceste stări se schimbă mai rar, cu atît este necesar un interval de timp mai îndelungat.

Funcţionarea unei astfel de surse de informaţie poate fi descrisă astfel, dacă notăm starea iniţială (în momentul iniţial) cu $i$: sursa se găseşte un timp oarecare $\tau_i$ în stare $i$, trece după aceea brusc în starea $j$, în care se găseşte un timp oarecare $\tau_j$, apoi trece brusc în starea $k$ şi aşa mai departe, iar la fiecare trecere apare un mesaj de telemecanică.

Modelul matematic al unei astfel de surse este un lanţ Marcov care se caracterizează prin matricele probabilităţilor de trecere. În figura 3 se dau aceste probabilităţi şi grafurile respective pentru surse elementare cu două şi patru stări şi pentru o sursă complexă, compusă din $m$ surse elementare cu două stări (în ipoteza că două surse elementare nu trec simultan în aceeaşi stare).

Este de asemenea evident că o sursă elementară nu poate forma simultan două sau mai multe mesaje, că într-un moment dat nu se poate găsi decît într-o stare, deci probabilitatea apariţiei a $x\geqslant 2$ mesaje de la o sursă elementară este egală cu 0, adică [6]:

$$\lim_{\tau \to 0} \frac{p_{x\geqslant 2}(\tau)}{\tau} = \lim_{\tau \to 0} \frac{\sum_{x=2}^{\infty} p_x(\tau)}{\tau} = 0. \qquad (4)$$

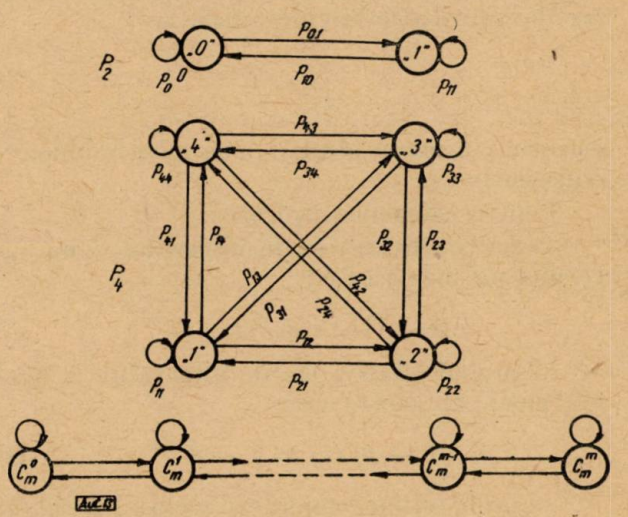


Fig. 3

Dacă se ia însă în considerare o sursă complexă, atunci este posibilă apariţia simultană a două sau mai multe mesaje, ca urmare a fap-

tului că două sau mai multe surse elementare îşi schimbă simultan starea.

În acest caz:

$$0 \leqslant p_{x\geqslant 2}(\tau) = 1 - p_{x=0}(\tau) - p_{x=1}(\tau) \leqslant 1. \quad (5)$$

Deci fluxul mesajelor formate de o sursă elementară este un flux ordinar, pe cînd cel al mesajelor formate de o sursă complexă poate sau nu fi ordinar. Dacă de la *PD* simultan se poate conduce numai un obiect al *PC*, înseamnă că fluxul informaţiei telemecanice al *PC* poate să nu fie ordinar numai ca urmare a schimbării simultane a stării mai multor obiecte (surse elementare), independent de dispecer, în urma acţionării dispozitivelor de automatizare locală.

Pe de altă parte, dacă se poate considera că probabilitatea apariţiei a $x$ mesaje în intervalul $\tau$ depinde numai de $x$ şi $\tau$ şi nu şi de momentul din care se socoteşte intervalul $\tau$, înseamnă că fluxul îşi păstrează caracteristicile probabilistice pe toată lungimea sa. În aceste cazuri se spune că fluxul este staţionar.

Din cele de mai sus rezultă că, în primă aproximaţie, fluxul unei surse elementare reprezintă un proces omogen Poisson, care este caracterizat de probabilitatea apariţiei a $x$ mesaje în intervalul $\tau$:

$$p_x(\tau) = \frac{(\lambda\tau)^x}{x!} e^{-\lambda\tau}. \quad (6)$$

Distribuţia mărimii $x$ este distribuţie Poisson cu parametrul $\lambda\tau$ unde:

$$\lambda(t) = \lim_{\tau\to 0} \frac{p_{x=1}(\tau)}{\tau} = \lambda = \text{const.} \quad (7)$$

este intensitatea (parametrul) fluxului elementar de informaţie telemecanică, iar:

$$\frac{1}{\lambda} = \theta \quad (8)$$

este timpul mediu dintre două mesaje omogene consecutive.

Pentru asemenea procese:

— probabilitatea că în intervalul $\tau$ nu apare nici un mesaj este:

$$p_{x=0}(\tau) = p_0(\tau) = e^{-\lambda\tau}; \quad (9)$$

— probabilitatea că în intervalul $\tau$ apare cel puţin un mesaj este:

$$1 - p_0(\tau) = 1 - e^{-\lambda\tau}; \quad (10)$$

— probabilitatea pierderii mesajului din cauza studierii fluxului ca proces Poisson este:

$$p_{x>1}(\tau) = p_{x\geqslant 2}(\tau) = 1 - e^{-\lambda\tau} - \lambda\tau e^{-\lambda\tau}. \quad (11)$$

Estimaţia statistică a parametrului distribuţiei Poisson $\tau\lambda$ este media aritmetică $\tilde{x}$, estimaţia statistică a parametrilor teoretici $\bar{\lambda}$ şi $\bar{\theta}$ fiind respectiv:

$$\tilde{\lambda} = \frac{\tilde{x}}{\tau}; \quad \tilde{\theta} = \frac{\tau}{\tilde{x}} = \frac{1}{\tilde{\lambda}},$$

care sînt mărimi aleatorii ce variază de la o selecţie la alta. De aceea pe baza lor se pot obţine numai intervalele de încredere ale parametrilor teoretici $\bar{\lambda}$ şi $\bar{\theta}$ pentru un nivel de certitudine dat, iar nu valorile exacte.

Dacă se presupune că observaţiile asupra fluxului mesajelor de telemecanică încetează după un timp determinat $\tau$, atunci în momentul $\tau$ fluxul se află între mesajele $x$ şi $x+1$ şi, avînd în vedere că estimaţiile statistice ale parametrului procesului Poisson au o distribuţie $\chi^2$, se obţine intervalul de încredere pentru un nivel de certitudine $1 - \alpha$ [1]:

$$\frac{1}{2T}\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}(2x) < \bar{\lambda} < \frac{1}{2T}\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}(2x+2) \quad (12)$$

sau:

$$\frac{2T}{\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}(2x+2)} < \bar{\theta} < \frac{2T}{\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}(2x)}. \quad (13)$$

Dacă în intervalul de timp $\tau$ n-a apărut nici un mesaj ($x = 0$), se determină intervalul de încredere pentru acelaşi nivel de certitudine după formulele:

$$\bar{\lambda} < \frac{1}{2T}\chi^2_{\alpha}(2x+2) \quad (14)$$

sau

$$\bar{\theta} > \frac{2T}{\chi^2_{\alpha}(2x+2)}. \quad (15)$$

În formulele intervalelor de încredere, $T$ este suma timpilor de la începutul fluxului pînă la ultima informaţie $x$ apărută în intervalul $\tau$, iar în paranteze sînt indicate gradele de libertate ale distribuţiei $x^2$.

În ipoteza că modelul matematic al procesului de producţie studiat este cel de mai sus, formulele pentru determinarea intervalului de încredere al parametrului fluxului unei surse elementare de informaţie sînt [1]:

a) în ipoteza exploatării identice a tuturor surselor complexe de ordinul 1 ($\bar{\lambda}_{ij} = \bar{\lambda}_i = \bar{\lambda}_n = \bar{\lambda}$):

$$\frac{\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}(2x_n)}{2n\tau} < \bar{\lambda} < \frac{\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}(2x_n+2)}{2n\tau}; \quad (16)$$

b) în ipoteza că influenţa condiţiilor de exploatare a surselor complexe de ordinul 1 este nesemnificativă în limitele aceleiaşi surse

complexe de ordinul 2, dar semnificativă între sursele complexe de ordinul 2 ($\bar{\lambda}_{ij} = \bar{\lambda}_i = \bar{\lambda}'$; $\bar{\lambda}_n = \bar{\lambda}'' \neq \bar{\lambda}'$):

$$\frac{\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}\left[\sum_{i=1}^{n_0}(2x_i)\right]}{2n\tau} < \bar{\lambda}'' < \frac{\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}\left[\sum_{i=1}^{n_0}(2x_i+2)\right]}{2n\tau}; \quad (17)$$

c) în ipoteza că influenţa condiţiilor de exploatare a tuturor surselor complexe de ordinul 1 este semnificativă ($\bar{\lambda}_{ij} \neq \bar{\lambda}_i \neq \bar{\lambda}_n$):

$$\frac{\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}\left[\sum_{i=1}^{n_0}\sum_{j=1}^{n_{0i}}(2x_{ij})\right]}{2n\tau} < \bar{\lambda}_n < \frac{\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}\left[\sum_{i=1}^{n_0}\sum_{j=1}^{n_{0i}}(2x_{ij}+2)\right]}{2n\tau}. \quad (18)$$

În formule:

$\tau$ — este intervalul de timp pentru care s-au cules datele (şase luni, de exemplu);

$\bar{\lambda}_{ij}$, $\bar{\lambda}_i$, $\bar{\lambda}_n$ — aşteptarea matematică a parametrului fluxului dat, respectiv, de o sursă elementară a aceleiaşi surse complexe de ordinul 1, a surselor complexe de ordinul 1 din aceeaşi sursă complexă de ordinul 2, a surselor complexe de ordinul 2 din aceeaşi sursă complexă de ordinul 3;

$x_{ij}$, $x_i$, $x_n$ — numărul total de mesaje dat în intervalul de timp $\tau$ de toate sursele elementare aparţinînd, respectiv, sursei complexe de ordinul $1j$ din sursa complexă de ordinul $2i$, sursei complexe de ordinul $2i$, tuturor surselor complexe de ordinul 2 selecţionate;

$n$ — numărul total al surselor elementare ale selecţiei.

Efectuînd analiza statistică pe o selecţie din 68 de staţii electrice cuprinzînd 799 de întreruptoare şi 148 de transformatoare, şi pe un număr de 14 505 mesaje despre starea întreruptoarelor şi 738 de mesaje despre defecte şi avarii în staţii, apărute la aceste staţii într-o perioadă de şase luni, pe baza metodei indicate în lucrare, s-a constatat că [1]:

a) sursele elementare formează un ansamblu omogen, condiţiile de exploatare neavînd o influenţă semnificativă asupra numărului lor, de aceea ca staţie tipică poate fi luată cea cu un număr mediu de surse elementare;

b) diversitatea condiţiilor de exploatare a staţiilor în cadrul aceleiaşi reţele de distribuţie, ca şi între diferite reţele, tipul informaţiei, al staţiei au o influenţă semnificativă asupra parametrilor informaţiei de intrare.

În acelaşi timp s-au precizat condiţiile tehnice pentru telemecanizarea staţiilor electrice ale sistemului energetic dat şi pentru sistemul de telemecanică utilizat.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Deatcu, E. *Issledovanie trebovanii i razrabotka blocinih ustroistv telemehaniki dlia podstanţii raspredelitelnih setei.* Kandidatskaia dissertaţia. Moscova, 1965.

[2] Hald, A. *Matematiceskaia statistika s tehniceskimi prilojeniami,* Moscova, 1965.

[3] Onicescu, O., Mihoc, Gh. *Lecţii de statistică matematică.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.

[4] Şor, Ia. B. *Statisticeskie metodî analiza i kontrolia kacestva i nadejnosti.* Moscova, 1962.

[5] Ito, K. *Veroiatnostnîie proţessî, vîpusk* 2. Moscova, 1963.

[6] Hincin, A. Ia. *Rabotî po matematiceskoi teorii massovoro obslujivania.* Moscova, 1963.


Ing. I. DUMITRESCU

# Interpolări pe nouă puncte (în plan) pentru ecuaţiile cu derivate parţiale rezolvate prin metoda reţelelor

Datorită perfecţionării continue a mijloacelor de calcul, în prezent — în marea majoritate a cazurilor — rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale, care intervin frecvent în cercetările ştiinţifice şi în tehnică, se realizează cu ajutorul calculatoarelor electronice numerice [5], [10], al dispozitivelor analogice de calcul [1] şi, din ce în ce mai mult, cu ajutorul unor dispozitive specializate hibride (analog-numerice). O mare răspîndire au, încă de mai multă vreme, reţelele electrice de modelare cu parametri *R-C-L* localizaţi [2], [3], [4], [5].

După cum se ştie [7], [10], în aceste cazuri rezolvarea ecuaţiilor liniare cu derivate parţiale se bazează pe aşa-numita metodă a reţelelor, care constă în aproximarea derivatelor parţiale prin diferenţe finite, scrise pentru toate nodurile unei reţele aplicate domeniului de definiţie a funcţiei. În acest fel se obţine un sistem de ecuaţii algebrice liniare ale căror necunoscute sînt valorile funcţiei (din ecuaţia cu derivate parţiale) în nodurile reţelei. Prin rezolvarea acestui sistem, cu ajutorul calculatoarelor electronice sau prin modelare, funcţia necunoscută

se obţine numeric, prin valorile discrete pe care le ia funcţia în nodurile reţelei considerate iniţial.

Avînd în vedere caracterul aproximativ al rezolvării, precum şi necesitatea prelucrării ulterioare a unui tablou cu datele numerice numai din anumite puncte ale domeniului de definiţie a funcţiei, se pun — printre altele — următoarele două probleme :

a) stabilirea unor formule optime de aproximare a derivatelor parţiale prin diferenţe finite [6] ;

b) stabilirea unor metode de interpolare, precise şi uşor de aplicat, cu ajutorul cărora să poată fi calculate valorile funcţiei şi în alte puncte ale domeniului decît cele din nodurile reţelei.

În ceea ce priveşte prima problemă, dacă luăm în considerare un domeniu $D$ în plan, pe care se defineşte aplicaţia $u : (x, y) \to u\ (x, y)$, $(x, y) \in D$, care satisface ecuaţia lui Laplace $\nabla^2 u = 0$, adică $(D^2_{x2} + D^2_{y2})\ u = 0$, unde $D^2$ sînt operatorii diferenţiali de ordinul doi $D^2_{x2} = \frac{\partial^2}{\partial x^2}$ şi $D^2_{y2} = \frac{\partial^2}{\partial y^2}$, atunci s-a demonstrat [8] că formula optimă de aproximare cu diferenţe finite a ecuaţiei lui Laplace pentru cinci puncte (în plan), în coordonate carteziene, este :

$$\frac{1}{h^2}\begin{array}{|c|c|c|}\hline & 1 & \\ \hline 1 & -4 & 1 \\ \hline & 1 & \\ \hline\end{array}\ u_{i,j} + O(h^2) = 0, \qquad (1)$$

unde s-a utilizat operatorul şablon [10], ale cărui căsuţe au adresa corespunzătoare coordonatelor nodurilor reţelei aplicate domeniului de definiţie a funcţiei $u$ ; astfel, căsuţa centrală corespunde nodului $(i, j)$, iar cea din stînga ei nodului $(i - 1, j)$ etc. În această relaţie $h$ reprezintă pasul reţelei, considerată cu pas egal, iar $O(h^2)$ ordinul de mărime al erorii de aproximare, care arată că aici s-au neglijat termenii în $h^3$, $h^4$, ...

O aproximaţie mai bună a ecuaţiei lui Laplace se poate obţine, în plan, cu ajutorul a nouă puncte. În coordonate carteziene, un exemplu este formula [10] :

$$\frac{1}{12\,h^2}\begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline & & -1 & & \\ \hline & & 16 & & \\ \hline -1 & 16 & -60 & 16 & -1 \\ \hline & & 16 & & \\ \hline & & -1 & & \\ \hline\end{array}\ u_{i,j} + O(h^4) = 0, \qquad (2)$$

care desfăşurat, neglijînd termenul de aproximare, se scrie :

$$-u_{i-2,j} + 16\,u_{i-1,j} + 16\,u_{i+1,j} - u_{i+2,j} - u_{i,j-2} + 16\,u_{i,j-1} + 16\,u_{i,j+1} - u_{i,j+2} - 60\,u_{i,j} = 0.$$

Această expresie se obţine aproximînd derivatele de ordinul 2 din ecuaţia lui Laplace prin :

$$D^2_{x2}\,u_{i,j} + D^2_{y2}\,u_{i,j} = \frac{1}{h^2}\left[\left(\delta^2_x - \frac{\delta^4_x}{12} + \ldots\right) u_{i,j} + \left(\delta^2_y - \frac{\delta^4_y}{12} + \ldots\right) u_{i,j}\right], \qquad (3)$$

care conduce la o eroare de aproximaţie cu ordinul de mărime $O(h^4)$. În relaţia (3), $\delta$ reprezintă operatorul „diferenţă simetrică (centrală)", utilizat în analiza numerică şi în calculul cu diferenţe finite [10], care aplicat unei funcţii $f(x)$ realizează operaţia :

$$\delta f(x) = f\left(x + \frac{1}{2}h\right) - f\left(x - \frac{1}{2}h\right)$$

şi

$$\delta^2 f(x) = \delta[\delta f(x)] = f(x+h) - 2f(x) + f(x-h) \text{ etc.}$$

Ecuaţia (2), cu nouă puncte, aproximează laplaceanul mai bine decît ecuaţia (1), însă este mai complicată. Totuşi ea poate fi cu uşurinţă utilizată în cazul rezolvării problemelor cu ajutorul calculatoarelor numerice. În schimb, ea nu poate fi aplicată la integrarea ecuaţiei lui Laplace cu ajutorul reţelelor electrice, deoarece nu se poate construi o reţea prin sinteza expresiei (2).

Se demonstrează [9] că, în cazul considerării a nouă puncte, formula de aproximare optimă a ecuaţiei lui Laplace (în plan) prin diferenţe finite, în coordonate carteziene, este :

$$\frac{1}{6h^2}\begin{array}{|c|c|c|}\hline 1 & 4 & 1 \\ \hline 4 & -20 & 4 \\ \hline 1 & 4 & 1 \\ \hline\end{array}\ u_{i,j} + O(h^4) = 0, \qquad (4)$$

care desfăşurat, neglijînd termenul de aproximare, se scrie :

$$u_{i-1,j+1} + 4u_{i,j+1} + u_{i+1,j+1} + 4u_{i-1,j} + 4u_{i+1,j} + u_{i-1,j-1} + 4u_{i,j-1} + u_{i+1,j-1} - 20u_{i,j} = 0.$$

Această expresie se obţine aproximînd, în fiecare nod $(i, j)$ al reţelei plane, derivatele de ordinul 2 din ecuaţia lui Laplace tot cu ajutorul relaţiei (3), însă considerînd, în afara nodului central $(i, j)$, toate cele opt noduri din reţea adiacente lui $(i, j)$.

Ecuaţia (4) este mai frecvent utilizată decît ecuaţia (2), deşi are acelaşi ordin de mărime al erorii de aproximaţie, şi aceasta pentru motivul că, în cazul utilizării calculatoarelor numerice, algoritmul este mai simplu. Un alt avantaj al ecuaţiei (4) faţă de ecuaţia (2) este acela că ea permite utilizarea reţelelor cu rezistoare pentru integrarea ecuaţiei lui Laplace. Într-adevăr, în coordonate carteziene ecuaţia (4) conduce la utilizarea unei reţele avînd nodul caracteristic

(tipic) ca în figura 1 [5], în timp ce cu ecuaţia (2) nu se poate concepe o reţea de modelare corespunzătoare. Reţeaua cu rezistoare de forma celei din figura 1 realizează o mai mare precizie de integrare a ecuaţiei lui Laplace decît reţelele

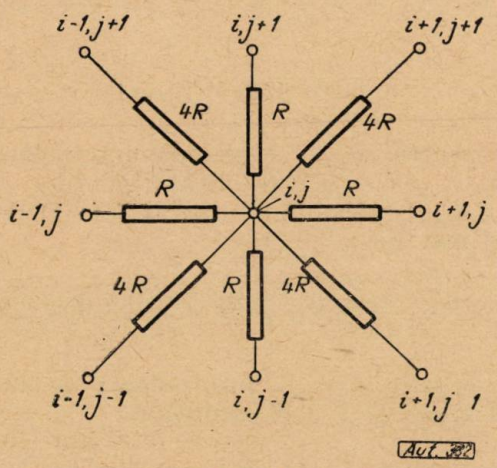



Fig. 1

clasice (cu ochiuri pătratice) care corespund ecuaţiei (1). Pe baza modelului din figura 1 şi a formulei de aproximare a laplaceanului (4) se pot realiza cu uşurinţă reţele $R$, $R-C$ sau $L-C$ pentru integrarea pe modele a ecuaţiilor lui Poisson, a ecuaţiilor biarmonice, a ecuaţiei difuziei şi a ecuaţiei undelor.

Avînd în vedere utilizarea din ce în ce mai largă a reţelelor electrice de modelare bazate pe aproximările cu nouă puncte, precum şi precizia mai bună de aproximare din acest caz, ne-am propus să stabilim formule de interpolare bazate pe nouă puncte (pentru probleme în plan).

a) Una din problemele care se pune frecvent în practică este următoarea :

Funcţia scalară $u : (x, y) \to u\ (x, y)$, definită pe domeniul $D$ în plan, $(x, y) \in D$, şi satisfăcînd ecuaţia lui Laplace $\nabla^2 u = 0$, este dată numeric, prin valorile ei $u_{i,j}$ din nodurile $(i, j)$ ale unei reţele cu pas egal $h$ ; se cere ca prin interpolare, pe baza valorilor date pentru $u\ (x, y)$ în nouă noduri adiacente ale domeniului $D$, să se găsească valoarea funcţiei $u$ într-un punct $M$, adică $u_M$, $M$ fiind situat oricum în interiorul ochiurilor reţelei ($M \in D$, dar nu aparţine reţelei folosite la integrarea ecuaţiei lui Laplace).

Astfel de probleme se ivesc deseori în faza de prelucrare a valorilor obţinute pentru $u$ prin integrarea ecuaţiei lui Laplace pe reţele electrice de modelare sau cu ajutorul calculatoarelor numerice care ne oferă un tablou cu valori numerice valabile numai în nodurile reţelei alese iniţial.

Deci cunoaştem numeric valorile lui $u\ (x, y)$ în nodurile reţelei din figura 2, adică în nouă puncte : $u_{i-1,j-1}$, $u_{i,j-1}$, $u_{i+1,j-1}$, $u_{i-1,j}$, $u_{i,j}$, $u_{i+1,j}$, $u_{i-1,j+1}$, $u_{i,j+1}$ şi $u_{i+1,j+1}$, şi trebuie ca prin interpolare pe baza acestor nouă valori să determinăm valoarea lui $u(x,y)$ într-un punct $M$, adică pe $u_M$, punctul $M$ fiind situat în interiorul unui ochi de reţea la distanţa $\mu h$ de linia $x = i = ct.$ şi la distanţa $\lambda h$ de linia $y = j = ct.$ Parametrii $\mu$ şi $\lambda$ pot lua orice valori în intervalul închis $[-1, 1]$, adică $-1 \leqslant \mu \leqslant 1$ şi $-1 \leqslant \lambda \leqslant 1$.

Pentru interpolare trasăm două drepte fictive, una paralelă cu linia de reţea $x = i = ct.$ şi alta paralelă cu linia $y = j = ct.$, care se intersectează în punctul $M$ dat (în figura 2 aceste drepte sînt trasate cu linii întrerupte). Ele determină pe liniile reţelei punctele $(i + \mu, j - 1)$, $(i + \mu, j)$, $(i + \mu, j + 1)$, $(i - 1, j + \lambda)$, $(i, j + \lambda)$ şi $(i + 1, j + \lambda)$. Valorile lui $u$ în aceste puncte pot fi stabilite prin interpolări numai pe direcţia lui $x$ sau numai pe direcţia lui $y$. Pentru interpolare pe baza unui şir de $n + 1$ valori situate pe o singură direcţie la intervale egale (pasul $h$) putem folosi formula de interpolare a lui Newton cu diferenţe la dreapta [10], adică :

$$f(x_0 + kh) = \sum_{p=0}^{n} \binom{k}{p} \Delta^p f(x_0), \qquad (5)$$

unde $x_0$ este primul punct al şirului (de la care se începe interpolarea) ; $n$ — numărul de valori $f(x_1), f(x_2) \ldots f(x_n)$ pe baza cărora, împreună cu $f(x_0)$, se face interpolarea ; $k$ — număr pozitiv fracţionar care indică punctul $(x_0 + kh)$, situat în interiorul unui interval, în care se calculează valoarea funcţiei prin interpolare ; $\binom{k}{p} = \frac{k(k-1)(k-2)\ldots(k-p+1)}{p!}$ reprezintă coeficienţii binomiali ; $\Delta$ este operatorul „diferenţă la dreapta", care realizează operaţia $\Delta f\ (x) = f\ (x + h) - f\ (x)$.

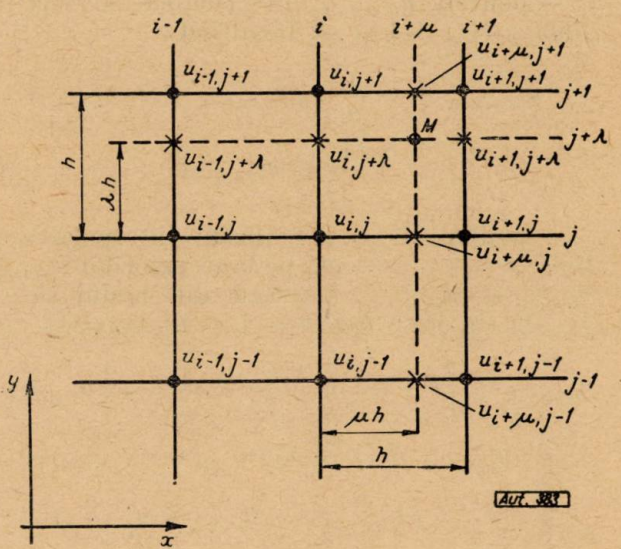



Fig. 2

Aplicînd această expresie, putem determina prin interpolare valorile lui $u$ în punctele situate pe liniile reţelei (fig. 2); obţinem:

— pentru $u_{i+\mu,j-1}$ realizăm interpolarea pe linia $y = j - 1 = ct.$, pe baza valorilor cunoscute din noduri $u_{i-1,j-1}$, $u_{i,j-1}$ şi $u_{i+1,j-1}$ pornind din nodul $(i-1, j-1)$, în care caz $k = 1 + \mu$; rezultă:

$$u_{i+\mu,j-1} = \left[1 + k\Delta + \frac{k(k-1)}{2!}\Delta^2 + \ldots\right] u_{i-1,j-1} =$$

$$= u_{i-1,j-1} + (1+\mu)(u_{i,j-1} - u_{i-1,j-1}) +$$

$$+ \frac{(1+\mu)\mu}{2}(u_{i+1,j-1} - 2u_{i,j-1} + u_{i-1,j-1}) =$$

$$= -\frac{(1-\mu)\mu}{2} u_{i-1,j-1} + (1-\mu^2) u_{i,j-1} + \frac{(1+\mu)\mu}{2} u_{i+1,j-1}.$$

Notînd:

$$(1-\mu)\mu = \alpha_0,\ (1-\mu^2) = \alpha_1 \text{ şi } (1+\mu)\mu = \alpha_2, \quad (6)$$

obţinem:

$$u_{i+\mu,j-1} = -\frac{1}{2}\alpha_0 u_{i-1,j-1} + \alpha_1 u_{i,j-1} + \frac{1}{2}\alpha_2 u_{i+1,j-1}; \quad (7)$$

— pentru $u_{i+\mu,j}$ realizăm interpolarea pe linia $y = j = ct.$, pe baza valorilor $u_{i-1,j}$, $u_{i,j}$ şi $u_{i+1,j}$, pornind din nodul $(i-1, j)$; rezultă ca şi mai sus:

$$u_{i+\mu,j} = -\frac{1}{2}\alpha_0 u_{i-1,j} + \alpha_1 u_{i,j} + \frac{1}{2}\alpha_2 u_{i+1,j}; \quad (8)$$

— pentru $u_{i+\mu,j+1}$ interpolarea se face pe linia $y = j + 1 = ct.$ rezultînd:

$$u_{i+\mu,j+1} = -\frac{1}{2}\alpha_0 u_{i-1,j+1} + \alpha_1 u_{i,j+1} + \frac{1}{2}\alpha_2 u_{i+1,j+1}; \quad (9)$$

— pentru $u_{i-1,j+\lambda}$ realizăm interpolarea pe linia $x = i - 1 = ct.$, pe baza valorilor $u_{i-1,j-1}$, $u_{i-1,j}$ şi $u_{i-1,j+1}$, pornind din nodul $(i-1, j-1)$, în care caz $k = 1 + \lambda$; rezultă:

$$u_{i-1,j+\lambda} = \left[1 + k\Delta + \frac{k(k-1)}{2!}\Delta^2 + \ldots\right] u_{i-1,j-1} =$$

$$= u_{i-1,j-1} + (1+\lambda)(u_{i-1,j} - u_{i-1,j-1}) +$$

$$+ \frac{(1+\lambda)\lambda}{2}(u_{i-1,j+1} - 2u_{i-1,j} + u_{i-1,j-1}) =$$

$$= -\frac{(1-\lambda)\lambda}{2} u_{i-1,j-1} + (1-\lambda^2) u_{i-1,j} +$$

$$+ \frac{(1+\lambda)\lambda}{2} u_{i-1,j+1}.$$

Notînd:

$$(1-\lambda)\lambda = \beta_0,\ (1-\lambda^2) = \beta_1 \text{ şi } (1+\lambda)\lambda = \beta_2, \quad (10)$$

obţinem:

$$u_{i-1,j+\lambda} = -\frac{1}{2}\beta_0 u_{i-1,j-1} + \beta_1 u_{i-1,j} + \frac{1}{2}\beta_2 u_{i-1,j+1}; \quad (11)$$

— pentru $u_{i,j+\lambda}$ realizăm interpolarea pe linia $x = i = ct.$, pe baza valorilor $u_{i,j-1}$, $u_{i,j}$ şi $u_{i,j+1}$, pornind din nodul $(i, j-1)$; rezultă ca şi mai sus:

$$u_{i,j+\lambda} = -\frac{1}{2}\beta_0 u_{i,j-1} + \beta_1 u_{i,j} + \frac{1}{2}\beta_2 u_{i,j+1}; \quad (12)$$

— pentru $u_{i+1,j+\lambda}$ interpolarea se face pe linia $x = i + 1 = ct.$ rezultînd:

$$u_{i+1,j+\lambda} = -\frac{1}{2}\beta_0 u_{i+1,j-1} + \beta_1 u_{i+1,j} + \frac{1}{2}\beta_2 u_{i+1,j+1}. \quad (13)$$

Relaţiile (7), (8), (9), (11), (12) şi (13) reprezintă formule de interpolare pentru puncte aflate pe liniile reţelei şi situate între nodurile acesteia.

Pentru determinarea valorii $u_M$ efectuăm două interpolări succesive:

— una pe linia $x = i + \mu = ct.$, pe baza valorilor determinate mai sus $u_{i+\mu,j-1}$, $u_{i+\mu,j}$ şi $u_{i+\mu,j+1}$, pornind din punctul $(i+\mu, j-1)$ pentru care $k = 1 + \lambda$; rezultă:

$$u_M = \left[1 + k\Delta + \frac{k(k-1)}{2!}\Delta^2 + \ldots\right] u_{i+\mu,j-1} =$$

$$= u_{i+\mu,j-1} + (1+\lambda)(u_{i+\mu,j} - u_{i+\mu,j-1}) +$$

$$+ \frac{(1+\lambda)\lambda}{2}(u_{i+\mu,j+1} - 2u_{i+\mu,j} + u_{i+\mu,j-1}),$$

de unde, ţinînd seamă de notaţiile (10), deducem:

$$u_M = -\frac{1}{2}\beta_0 u_{i+\mu,j-1} + \beta_1 u_{i+\mu,j} + \frac{1}{2}\beta_2 u_{i+\mu,j+1}; \quad (14)$$

— şi alta pe linia $y = j + \lambda = ct.$, pe baza valorilor determinate mai sus $u_{i-1,j+\lambda}$, $u_{i,j+\lambda}$ şi $u_{i+1,j+\lambda}$, pornind din punctul $(i-1, j+\lambda)$ pentru care $k = 1 + \mu$; ţinînd seamă de notaţiile (6), rezultă ca şi mai sus:

$$u_M = -\frac{1}{2}\alpha_0 u_{i-1,j+\lambda} + \alpha_1 u_{i,j+\lambda} + \frac{1}{2}\alpha_2 u_{i+1,j+\lambda}. \quad (15)$$

Pentru îmbunătăţirea aproximaţiei efectuăm media aritmetică a celor două expresii (14) şi (15) stabilite pentru $u_M$; rezultă:

$$u_M = -\frac{1}{4}(\alpha_0 u_{i-1,j+\lambda} + \beta_0 u_{i+\mu,j-1}) +$$

$$+\frac{1}{2}(\alpha_1 u_{i,j+\lambda} + \beta_1 u_{i+\mu,j}) +$$

$$+\frac{1}{4}(\alpha_2 u_{i+1,j+\lambda} + \beta_2 u_{i+\mu,j+1}).$$

Înlocuind termenii din membrul drept al relaţiei de mai sus prin expresiile lor (6)÷(13), stabilite anterior, obţinem:

$$u_M = -\frac{1}{4}\mu\lambda(1-\mu)(1+\lambda)u_{i-1,j+1} +$$

$$+\frac{1}{2}\lambda(1-\mu^2)(1+\lambda)u_{i,j+1} +$$

$$+\frac{1}{4}\mu\lambda(1+\mu)(1+\lambda)u_{i+1,j+1} -$$

$$-\frac{1}{2}\mu(1-\mu)(1-\lambda^2)u_{i-1,j} + (1-\mu^2)(1-\lambda^2)u_{i,j} +$$

$$+\frac{1}{2}\mu(1+\mu)(1-\lambda^2)u_{i+1,j} +$$

$$+\frac{1}{4}\mu\lambda(1-\mu)(1-\lambda)u_{i-1,j-1} -$$

$$-\frac{1}{2}\lambda(1-\mu^2)(1-\lambda)u_{i,j-1} -$$

$$-\frac{1}{4}\mu\lambda(1+\mu)(1-\lambda)u_{i+1,j-1},$$

care reprezintă formula de interpolare pentru ecuaţia lui Laplace (în plan şi în coordonate carteziene), cu o eroare de aproximaţie de ordinul $O(h^4)$, cu ajutorul căreia se poate determina valoarea funcţiei scalare $u$, într-un punct situat în interiorul unui ochi al reţelei, pe baza valorilor date pentru $u$ în nouă noduri vecine ale reţelei.

Se constată că această relaţie verifică faptul că, în nodurile reţelei, $u_M$ ia valoarea dată pentru nodul considerat; într-adevăr, introducînd în relaţia de mai sus, de exemplu, $\mu = 0$ şi $\lambda = 0$, cînd $M \triangleq (i, j)$, rezultă $u_M = (1-0)(1-0)u_{i,j} = u_{i,j}$ sau dacă facem $\mu = -1$ şi $\lambda = -1$, cînd $M \triangleq (i-1, j-1)$, rezultă $u_M = \frac{1}{4}\cdot 2\cdot 2u_{i-1,j-1} = u_{i-1,j-1}$ etc.

b) Un alt caz de interpolare este legat de aproximarea soluţiei problemei lui Dirichlet, atunci cînd se utilizează formulele cu nouă puncte (în plan). După cum se ştie [7], problema lui Dirichlet cere determinarea funcţiei $u$, armonică într-un domeniu $D$ mărginit, adică $\nabla^2 u = 0$, cunoscînd valorile sale pe frontiera $C$ a domeniului $D$, adică $u(x, y)|_C = \varphi(s)$. Prin aproximarea derivatelor parţiale cu diferenţe finite, problema se reduce la rezolvarea unui sistem algebric de ecuaţii liniare. Acest sistem se obţine scriind laplaceanul cu diferenţe finite pentru toate nodurile

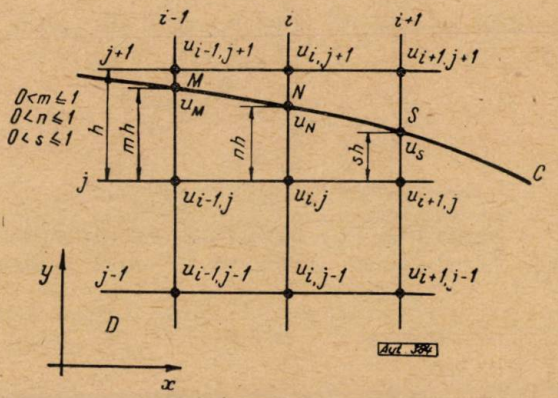



Fig. 3

reţelei aplicate domeniului $D$ care au nodurile vecine situate în interiorul domeniului sau chiar pe conturul lui, $C$; pentru nodurile ale căror noduri vecine pe reţea cad în afara domeniului, se scriu relaţii de interpolare pe baza nodurilor vecine din interiorul domeniului şi a punctelor în care frontiera $C$ intersectează laturile reţelei la distanţe reprezentînd fracţiuni din pasul reţelei. În literatura de specialitate, ca de exemplu în [5] şi [7], se dau expresii numai pentru cazul aproximărilor făcute pe baza a cinci puncte. Aici ne propunem să găsim relaţii de aproximare pentru nodurile vecine cu frontiera domeniului, în cazul utilizării aproximării cu o precizie mai mare, pe baza a nouă puncte (în plan).

Fie, în acest scop, cazul reprezentat în figura 3, în care nodul $(i, j)$ are punctele vecine $(i-1, j+1)$, $(i, j+1)$ şi $(i+1, j+1)$ situate în afara domeniului $D$. Va trebui să exprimăm pe $u_{i,j}$ în funcţie de valorile $u_{i,j-1}$, $u_{i-1,j-1}$, $u_{i+1,j-1}$, $u_{i-1,j}$, $u_{i+1,j}$, aflate în interiorul domeniului, şi valorile $u_M$, $u_N$ şi $u_S$, de pe frontiera $C$ a domeniului, corespunzătoare punctelor $M$, $N$ şi $S$ în care conturul $C$ intersectează laturile reţelei (fig. 3).

Considerînd valorile virtuale $u_{i-1,j+1}$, $u_{i,j+1}$ şi $u_{i+1,j+1}$ din nodurile aflate dincolo de frontieră, ele pot fi aproximate prin extrapolare cu ajutorul formulei lui Newton (5), precum urmează:

— pentru $u_{i-1,j+1}$ realizăm, întîi, interpolarea lui $u_M$ pe linia $x = i - 1 = ct.$ pe baza valorilor $u_{i-1,j-1}$, $u_{i-1,j}$ şi $u_{i-1,j+1}$ (presupuse cunoscute), pornind din nodul $(i-1, j-1)$

pentru care în relaţia (5) vom introduce $k = 1 + m$; deci:

$$u_M = \left[1 + k\Delta + \frac{k(k-1)}{2!}\Delta^2 + \ldots\right] u_{i-1,j-1} =$$
$$= u_{i-1,j-1} + (1+m)(u_{i-1,j} - u_{i-1,j-1}) +$$
$$+ \frac{(1+m)m}{2}(u_{i-1,j+1} - 2u_{i-1,j} + u_{i-1,j-1}).$$

De aici rezultă că pentru nodul din afara domeniului $(i-1, j+1)$, $u$ are valoarea:

$$u_{i-1,j+1} = \frac{2}{m(1+m)} u_M + \frac{1-m}{1+m} u_{i-1,j-1} +$$
$$+ \left(2 - \frac{2}{m}\right) u_{i-1,j}; \qquad (16)$$

— pentru $u_{i,j+1}$, realizînd extrapolarea pe linia $x = i = ct.$, obţinem în mod analog:

$$u_{i,j+1} = \frac{2}{n(1+n)} u_N + \frac{1-n}{1+n} u_{i,j-1} + \left(2 - \frac{2}{n}\right) u_{i,j}; \qquad (17)$$

— iar pentru $u_{i+1,j+1}$ rezultă asemănător:

$$u_{i+1,j+1} = \frac{2}{s(1+s)} u_S + \frac{1-s}{1+s} u_{i+1,j-1} +$$
$$+ \left(2 - \frac{2}{s}\right) u_{i+1,j}. \qquad (18)$$

Înmulţind relaţia (17) cu 4 şi introducînd expresiile găsite pentru $u_{i-1,j+1}$, $4u_{i,j+1}$ şi $u_{i+1,j+1}$ în formula de aproximare cu diferenţe finite, cu nouă puncte, a ecuaţiei lui Laplace, adică în formula:

$$\begin{vmatrix} 1 & 4 & 1 \\ 4 & -20 & 4 \\ 1 & 4 & 1 \end{vmatrix} u_{i,j} = 0, \qquad (19)$$

rezultă:

$$\frac{1}{m(1+m)} u_M + \frac{4}{n(1+n)} u_N + \frac{1}{s(1+s)} u_S +$$
$$+ \left(3 - \frac{1}{n}\right) u_{i-1,j} - \frac{6n+4}{n} u_{i,j} + \left(3 - \frac{1}{s}\right) u_{i+1,j} +$$
$$+ \frac{1}{1+m} u_{i-1,j-1} + \frac{4}{1+n} u_{i,j-1} + \frac{1}{1+s} u_{i+1,j-1} = 0. \qquad (20)$$

Această egalitate aproximează pe baza a nouă puncte, deci cu o eroare de ordinul $O(h^4)$, ecuaţia lui Laplace (în plan), în nodurile $(i, j)$ din vecinătatea frontierei $C$. Se constată că, dacă punctele $(i-1, j+1)$, $(i, j+1)$ şi $(i+1, j+1)$ ar fi cuprinse în interiorul domeniului, ceea ce ar corespunde situaţiei în care $m = n = s = 1$, egalitatea (20) se reduce la ecuaţia (19).

Ecuaţiile (20), scrise pentru nodurile vecine cu frontiera domeniului, împreună cu ecuaţiile (19), scrise pentru nodurile care au toate nodurile vecine de pe reţea în interiorul domeniului $D$ (sau cel mult pe contur), permit determinarea soluţiei problemei lui Dirichlet cu ajutorul calculatoarelor numerice cu o aproximare mai bună decît cele scrise pe baza a cinci noduri.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Karplus, W. J. *Analog simulation.* New York, Mc Graw Hill, 1958.

[2] *Matematiceskoe modelirovanie polei* (redactor I. M. Tetelbaum). Dokladî cetviortoi mejvuzovskoi konferenţii po primeneniiu fiziceskogo i matematiceskogo modelirovaniia v razliciniîh otrasliah tehniki, sbornik 1. Moscova, MEI, 1962.

[3] Petrescu, A. *Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condiţiile acţiunii forţei gravitaţiei.* In: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1964.

[4] Petrescu, A. *Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a dislocuirii de tip piston a unui lichid de către altul într-un mediu poros, prin luarea în considerare a densităţilor şi viscozităţilor diferite ale lichidelor.* In: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1965.

[5] Racoveanu, N. *Calculatoare electronice şi programare* (sub tipar).

[6] Racoveanu, N. *Semnificaţia fizică a formulelor optime cu diferenţe, pentru ecuaţia Laplace.* Comunicare la a IX-a sesiune ştiinţifică a Institutului de petrol, gaze şi geologie, Bucureşti, 16—17 aprilie 1965.

[7] Şabac, I. G. *Matematici speciale*, vol. 2. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1965.

[8] Greenspan, Donald. *On the numerical solution of n-dimensional boundary value problems associated with Poisson's equation.* In: Journal of the Franklin Institute, nr. 5, nov 1958.

[9] Greenspan, Donald. *Note on difference equation approximations of Laplace's equation.* In: Journal of the Franklin Institute, nr. 1, iul 1959.

[10] Lapidus, L. *Digital computation for chemical engineers.* New York, Mc Graw Hill, 1962.

Dr. ing. E. TĂTARU

# Viteza de comutare a circuitului bistabil Kaenel (I)

Unul dintre indicii cei mai importanţi ai schemelor folosite în tehnica impulsurilor este viteza de comutare, motiv pentru care determinarea ei se impune cu necesitate. Totodată, cunoaşterea dependenţei vitezei de comutare de parametrii schemei permite dimensionarea optimă. În cazul circuitelor cu diode tunel interesează foarte mult influenţa toleranţelor asupra vitezei de comutare. De aceea lucrarea de faţă are ca obiect determinarea vitezei de comutare a circuitului bistabil Kaenel în funcţie de parametrii schemei şi toleranţele lor. De asemenea, vor fi determinate condiţiile impuse semnalelor de comandă.

Prin viteză de comutare se înţelege ansamblul mărimilor : timp de rezoluţie, frecvenţă limită de numărare şi frecvenţă limită de divizare.

Timpul de rezoluţie reprezintă limita intervalului minim de timp între două impulsuri de comandă singuratice, pentru care circuitul bistabil are o funcţionare normală.

Frecvenţa limită de numărare reprezintă frecvenţa limită a impulsurilor de comandă în regim de numărare, pentru care circuitul bistabil funcţionează corect.

Frecvenţa limită de divizare reprezintă frecvenţa limită a impulsurilor de comandă în regim de divizare, la care circuitul bistabil are o funcţionare corectă.

Din aceste definiţii rezultă că determinarea timpului de rezoluţie şi a frecvenţei limită de numărare necesită cunoaşterea comportării circuitului bistabil în regim tranzitoriu, iar determinarea frecvenţei limită de divizare necesită cunoaşterea comportării în regim staţionar.

În partea I se prezintă metoda generală de calcul al mărimilor care caracterizează viteza de comutare şi se determină timpul de rezoluţie, urmînd ca în partea a II-a să se determine frecvenţa limită de numărare şi frecvenţa limită de divizare.

Se consideră schema de principiu a circuitului bistabil Kaenel şi impulsurile de comandă arătate în figura 1, respectiv figura 2,*a* din lucrarea [2]. În acest caz, polaritatea impulsurilor de semnal este negativă în raport cu sensul curentului prin dioda tunel; în cazul inversării polarităţii impulsurilor de comandă, polaritatea acestora este pozitivă.

Din raţionamentele lui R. A. Kaenel [1] privind explicarea funcţionării circuitului bistabil cu o diodă tunel, în cazul polarităţii negative, rezultă că amplitudinea $I_{s+}$ a impulsului pozitiv şi $I_{s-}$ a impulsului negativ trebuie să satisfacă inegalităţile :

$$I_{s+} > I_B - I_m ; \tag{1}$$

$$I_M - I_B > I_{S-} > I_M - I_A, \tag{2}$$

unde :

$I_A$ este curentul în regim static prin dioda tunel, corespunzător stării de joasă tensiune ;
$I_B$ — curentul în regim static prin dioda tunel, corespunzător stării de înaltă tensiune ;
$I_M$ — curentul de vîrf al diodei tunel ;
$I_m$ — curentul de vale al diodei tunel.

Repetînd aceste raţionamente în cazul polarităţii pozitive, se poate afirma că, pentru o funcţionare normală, impulsurile de comandă trebuie să satisfacă inegalităţile :

$$I_{s+} > I_M - I_A ; \tag{3}$$

$$I_A - I_m > I_{S-} > I_B - I_m . \tag{4}$$

La deducerea condiţiilor (1) — (4) s-a considerat că intervalul de timp $T$, între două impulsuri bipolare succesive, este mult mai mare decît constantele de timp $\tau_A$, $\tau_B$ ale circuitului, iar acestea sînt mult mai mari decît intervalul de timp minim $t_s$ între impulsul pozitiv şi negativ ([2] — fig. 2, *a*) ; astfel, se poate spune că în momentul apariţiei unui impuls bipolar procesul tranzitoriu cauzat de impulsul bipolar anterior practic s-a terminat, iar în intervalul de timp $t_s$ curentul prin inductanţă practic nu-şi schimbă valoarea.

Se poate observa însă că, dacă constantele de timp ale circuitului sînt foarte mari, atunci viteza de comutare este mică, deoarece timpul de stabilire al curentului necesar pentru a permite comutarea următoare este mare, el fiind proporţional cu constantele de timp (viteza de deplasare a punctului de funcţionare pe caracteristica voltamperică a diodei tunel este mică). Pe de altă parte, se poate spune că nu se pot micşora arbitrar constantele de timp ale circuitului, întrucît apare pericolul comutării diodei tunel din starea de joasă tensiune în starea de înaltă tensiune la momentul $t_s$ după comutarea ei din starea de înaltă tensiune în starea de joasă tensiune (pentru cazul polarităţii negative), sau pericolul comutării diodei tunel din starea de înaltă tensiune în starea de joasă tensiune la momentul $t_s$ după comutarea ei din starea de joasă tensiune în starea de înaltă tensiune (pentru cazul polarităţii pozitive). Prin urmare, există o soluţie optimă care se impune a fi determinată. În acest scop trebuie

văzut cum se modifică inegalităţile (1) — (4) cînd condiţiile în care au fost deduse nu mai sînt respectate.

Fie cazul polarităţii negative, $A$ — poziţia iniţială a punctului de funcţionare, $i_{An}$ — curentul prin inductanţă în momentul celei de a $n$—a comutări a diodei tunel din starea de joasă tensiune în starea de înaltă tesinune, şi $i_{Bn}$ — curentul prin inductanţă în momentul celei de a $n$—a comutări din starea de înaltă tensiune în starea de joasă tensiune. Pentru ca să poată avea loc a $n$—a comutare din starea de joasă tensiune în starea de înaltă tensiune, este necesar ca amplitudinea impulsului negativ $I_{s\_}$ să satisfacă inegalitatea :

$$I_{s\_} > I_M - i_{An}, \tag{5}$$

iar pentru ca să poată avea loc a $n$—a comutare din starea de înaltă tensiune în starea de joasă tensiune, sub acţiunea impulsului pozitiv următor, este necesar a fi îndeplinită inegalitatea :

$$I_{s+} > i_{Bn} - I_m. \tag{6}$$

După impulsul pozitiv, la intervalul de timp $t_s$, acţionează impulsul negativ care, în acest caz, nu trebuie să provoace comutarea diodei tunel; deci este necesară îndeplinirea condiţiei :

$$I_{s\_} < I_M - i^*_{A(n+1)}, \tag{7}$$

unde $i^*_{A(n+1)}$ reprezintă valoarea curentului prin inductanţă în momentul $t_s$ după a $n$—a comutare din starea de înaltă tensiune în starea de joasă tensiune.

Dacă $B$ este poziţia iniţială a punctului de funcţionare, repetînd raţionamentele de mai sus şi afectînd mărimilor caracteristice semnul ($'$), se deduce că amplitudinile impulsurilor de comandă trebuie să satisfacă relaţiile :

$$I_{s\_} > I_M - i'_{An}; \tag{8}$$

$$I_{s+} > i'_{Bn} - I_m; \tag{9}$$

$$I_{s\_} < I_M - i'^*_{An}. \tag{10}$$

Fie acum cazul polarităţii pozitive şi $A$ poziţia iniţială a punctului de funcţionare. Pentru a avea loc a $n$—a comutare din starea de joasă tensiune în starea de înaltă tensiune, este necesară îndeplinirea inegalităţii :

$$I_{s+} > I_M - i_{An}. \tag{11}$$

După impulsul pozitiv, la intervalul de timp $t_s$, acţionează impulsul negativ, care în acest caz nu trebuie să provoace comutarea diodei tunel; deci este necesară îndeplinirea condiţiei :

$$I_{s\_} < i^*_{Bn} - I_m, \tag{12}$$

unde $i^*_{Bn}$ reprezintă valoarea curentului prin inductanţă în momentul $t_s$ după a $n$—a comutare a diodei tunel din starea de joasă tensiune în starea de înaltă tensiune. Dar impulsul negativ aparţinînd impulsului bipolar următor trebuie să asigure comutarea diodei tunel în starea de joasă tensiune ; prin urmare se impune condiţia :

$$I_{s\_} > i_{Bn} - I_m. \tag{13}$$

Procedînd analog în cazul în care $B$ este poziţia iniţială a punctului de funcţionare, se ajunge la concluzia că amplitudinile impulsurilor bipolare trebuie să satisfacă inegalităţile :

$$I_{s+} > I_M - i'_{An}; \tag{14}$$

$$I_{s\_} < i'^*_{B(n+1)} - I_m; \tag{15}$$

$$I_{s\_} > i'_{Bn} - I_m. \tag{16}$$

Cînd se ţine seamă de toleranţe, în practică, interesează următoarele cazuri :

1) *Cazul general*

Cunoscînd toleranţele elementelor de circuit (ale caracteristicilor voltamperice ale diodelor tunel, ale tensiunii şi rezistenţei de alimentare) şi ale amplitudinilor impulsurilor de comandă, se cere a se determina viteza de comutare care poate fi garantată, precum şi amplitudinile impulsurilor de comandă şi parametrii optimi ai schemei.

Fie $\pm \Delta I_{s+}$, respectiv $\pm \Delta I_{s\_}$, toleranţele amplitudinilor impulsurilor bipolare ; $\pm \Delta I_M$, respectiv $\pm \Delta I_m$, toleranţele curentului de vîrf, respectiv vale, ale diodelor tunel ; $\pm \Delta E_D$, respectiv $\pm \Delta R$, toleranţele tensiunii, respectiv rezistenţei de alimentare. Luînd în considerare cazurile cele mai defavorabile, prezenţa toleranţelor modifică inegalităţile (5) — (16) astfel :

$$I_{s\_} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s\_} - i_{An}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R); \tag{5'}$$

$$I_{s+} > i_{Bn}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s+} + \Delta I_m - I_m; \tag{6'}$$

$$I_{s\_} < I_M - \Delta I_M - \Delta I_{s\_} - i^*_{A(n+1)}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R); \tag{7'}$$

$$I_{s\_} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s\_} - i'_{An}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R); \tag{8'}$$

$$I_{s+} > i'_{Bn}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s+} + \Delta I_m - I_m; \tag{9'}$$

$$I_{s\_} < I_M - \Delta I_M - \Delta I_{s\_} - i'^*_{An}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R); \tag{10'}$$

$$I_{s+} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s+} - i_{An}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R); \tag{11'}$$

$$I_{s\_} < i^*_{Bn}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - \Delta I_{s\_} - \Delta I_m - I_m; \tag{12'}$$

$$I_{s\_} > i_{Bn}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s\_} + \Delta I_m - I_m; \tag{13'}$$

$$I_{s+} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s+} - i'_{An}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R); \quad (14')$$

$$I_{s-} < i'^{*}_{B(n+1)}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - \Delta I_{s-} - \Delta I_m - I_m; \quad (15')$$

$$I_{s-} > i'_{Bn}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s-} + \Delta I_m - I_m. \quad (16')$$

Avînd în vedere relaţiile (17) şi (24) din lucrarea [2] şi inegalităţile (5′) — (16′) obţinute mai sus, rezultă că în regim dinamic limitările impuse impulsurilor de comandă sînt în general mai severe decît cele care rezultă din relaţiile (1) — (4). Analizînd relaţiile (5′) — (16′), se observă imediat că, în cazul polarităţii negative, toleranţele impun o anumită diferenţă între $i_{An}$ şi $i^{*}_{A(n+1)}$, respectiv $i'_{An}$ şi $i'^{*}_{An}$. Acelaşi lucru se poate afirma în cazul polarităţii pozitive pentru diferenţele dintre $i^{*}_{Bn}$ şi $i_{Bn}$, respectiv $i'^{*}_{B(n+1)}$ şi $i'_{Bn}$. Aceste diferenţe sînt cu atît mai mici, cu cît intervalul de timp dintre impulsurile bipolare este mai mic: prin urmare, toleranţele limitează viteza de comutare. Din aceste observaţii rezultă modul de determinare a vitezei de comutare: în relaţiile (5′) — (16′), schimbînd semnul inegalităţii în egalitate, folosind expresiile mărimilor $i_{An}$, $i_{Bn}$, respectiv $i'_{An}$, $i'_{Bn}$ din [2] şi ale mărimilor $i^{*}_{A(n+1}$, $i^{*}_{Bn}$, respectiv $i'^{*}_{An}$, $i'^{*}_{B(n+1)}$care vor fi deduse mai jos, se găseşte valoarea limită a vitezei de comutare şi amplitudinile corespunzătoare ale semnalelor de comandă. La determinarea vitezei de comutare trebuie să se ţină seamă de specificul mărimii care se evaluează şi de valorile corespunzătoare ale indicelui $n$, iar în cazul frecvenţei limită de numărare, de situaţia cea mai defavorabilă în raport cu indicele $n$.

2) *Cazul „cu ajustaj"*

Pentru un circuit bistabil Kaenel dat, avînd elementele de circuit cu toleranţele în limitele indicate, realizînd experimental ajustarea corespunzătoare a amplitudinilor impulsurilor de comandă, se obţine o viteză de comutare sporită. În acest caz, în diferenţele amintite mai sus nu apar toleranţele caracteristicilor voltamperice ale diodelor tunel, iar rezistenţa de alimentare are o valoare constantă; apar numai toleranţele de ajustaj ale amplitudinilor impulsurilor de comandă şi toleranţele tensiunii de alimentare, iar pentru rezistenţa de alimentare trebuie luată valoarea pentru care viteza de comutare este cea mai mică, adică $(R + \Delta R)$. De aceea, aceste diferenţe iau valori mai mici decît în cazul general şi, în consecinţă, viteza de comutare care poate fi obţinută în cazul ajustajului va fi mai mare. Pe baza acestor observaţii, modificînd corespunzător relaţiile (5′) — (16′), în cazul ajustajului se determină viteza de comutare procedînd analog ca şi în cazul general.

Înainte de a trece la determinarea efectivă a vitezei de comutare este potrivit să se deducă expresiile mărimilor $i'^{*}_{A(n+1)}$ $i'^{*}_{An}$, $i^{*}_{Bn}$, $i'^{*}_{B(n+1)}$, şi valorile extremale ale curenţilor $I_A$, $I_B$ corespunzătoare toleranţelor tensiunii şi rezistenţei de alimentare.

Ţinînd seamă de schemele echivalente din figura 4 şi figura 5 arătate în lucrarea [2], în cazul în care $A$ este poziţia iniţială a punctului de funcţionare se găseşte:

$$i^{*}_{A(n+1)} = I_A(1 - e^{-t_s/\tau_A}) + i_{Bn}\, e^{-t_s/\tau_A}; \quad (17)$$

$$i^{*}_{Bn} = I_B(1 - e^{-t_s/\tau_B}) + i_{An}\, e^{-t_s/\tau_B}, \quad (18)$$

iar în cazul în care $B$ este poziţia iniţială se deduce:

$$i'^{*}_{An} = I_A(1 - e^{-t_s/\tau_A}) + i'_{Bn}\, e^{-t_s/\tau_A}; \quad (19)$$

$$i'^{*}_{B(n+1)} = I_B(1 - e^{-t_s/\tau_B}) + i'_{An}\, e^{-t_s/\tau_B}, \quad (20)$$

unde $\tau_A = L/(R + \gamma_A)$, $\tau_B = L/(R + \gamma_B)$; $L$ — inductanţa circuitului Kaenel, iar $\gamma_A$, respectiv $\gamma_B$, rezistenţele diferenţiale medii corespunzătoare stării de joasă tensiune, respectiv înaltă tensiune, a diodei tunel. Întrucît, în general, $R \gg \gamma_A\, \gamma_B$, la determinarea vitezei de comutare se va opera cu valoarea medie a constantelor de timp $\tau = (\tau_A + \tau_B)/2$.

De menţionat că expresiile mărimilor caracteristice în cazul polarităţii pozitive se deduc din cele corespunzătoare polarităţii negative înlocuind $(T - t_s)$ prin $(T + t_s)$ şi invers. Notînd:

$$\delta_E = \frac{\Delta E_D}{E_D}; \quad \delta_R = \frac{\Delta R}{R}; \quad K = \frac{I_{B0}}{I_{A0}};$$

$$I_{A0} = I_A(E_D, R); \quad I_{B0} = I_B(E_D, R),$$

şi ţinînd seamă că toleranţele $\delta_E$, $\delta_R$ sînt mult mai mici decît unitatea, iar mărimea $(\gamma_B - \gamma_A)/(R + \gamma_A)$ în general se poate neglija în raport cu unitatea, pe baza schemelor echivalente amintite se poate scrie:

$$I_A(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) = I_{A0} \cdot (1 - \delta_E - \delta_R);$$

$$I_A(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = I_{A0} \cdot (1 + \delta_E + \delta_R);$$

$$I_B(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) = I_{B0} \cdot \left(1 - \frac{\delta_E}{k} - \delta_R\right);$$

$$I_B(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = I_{B0} \cdot \left(1 + \frac{\delta_E}{k} + \delta_R\right). \quad (21)$$

**Determinarea timpului de rezoluţie**

La determinarea timpului de rezoluţie, conform definiţiei, circuitul bistabil se află sub acţiunea a două impulsuri bipolare singuratice, intervalul de timp dintre ele fiind $T$. Problema care se pune este determinarea valorii minime

limită a intervalului de timp $T$ pentru care circuitul bistabil funcţionează corect. Se disting următoarele cazuri :

1. *Polaritate negativă*

a) $A$ — poziţia iniţială a punctului de funcţionare

Condiţiile (5′) — (7′) iau forma :

$$I_{s+} > i_{B1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s+} + \Delta I_m - I_m ; \quad (22)$$

$$I_{s-} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s-} - i_{A1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) ; \quad (23)$$

$$I_{s-} < I_M - \Delta I_M - \Delta I_{s-} - i^*_{A2}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R). \quad (24)$$

Din relaţiile (23) şi (24) rezultă relaţia de determinare a timpului de rezoluţie $T_A^-$ :

$$i_{A1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - i^*_{A2}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = 2(\Delta I_M + \Delta I_{s-}).$$

Avînd în vedere expresiile mărimilor caracteristice $i_{An}$, $i_{Bn}$ din [2] şi relaţiile (17), (21), se obţine :

$$\frac{T_A^-}{t_S} = \frac{\ln \dfrac{1}{e^{-\eta} - a_-}}{\eta}, \quad (25)$$

unde :

$$\eta = \frac{t_S}{\tau};$$

$$a_- = \frac{\delta_- + \dfrac{2}{1-k}(\delta_E + \delta_R)}{1 + \delta_R}; \quad (26)$$

$$\delta_- = 2\frac{\Delta I_{S-} + \Delta I_M}{I_{A0} - I_{B0}}.$$

În cazul ajustajului se găseşte că e valabilă formula (25) după înlocuirea lui $a_-$ prin $a^*$ şi a lui $\delta_-$ prin $\delta^*$ , unde :

$$a^* = \frac{\delta^* + \dfrac{2}{1-k}\delta_E}{1 - \delta_R}; \quad (27)$$

$$\delta^* = \frac{2\,\Delta I_{s-}}{I_{A0} - I_{B0}}.$$

b) $B$ — poziţia iniţială a punctului de funcţionare

Inegalităţile (8′) — (10′) iau forma :

$$I_{s+} > i'_{B1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s+} + \Delta I_m - I_m ; \quad (28)$$

$$I_{s-} < I_M - \Delta I_M - \Delta I_{s-} - i'^*_{A1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) ; \quad (29)$$

$$I_{s-} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s-} - i'_{A1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R). \quad (30)$$

Relaţiile (29) şi (30) dau relaţia de determinare a timpului de rezoluţie $T_B^-$ :

$$i'_{A1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - i'^*_{A2}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = 2(\Delta I_{s-} + \Delta I_M).$$

Ţinînd seamă de expresiile mărimilor caracteristice $i'_{An}$, $i'_{Bn}$ din [2] şi de relaţiile (19), (21) se deduce :

$$\frac{T_B^-}{t_S} = \frac{\ln \dfrac{b_- \cdot e^{-\eta}}{e^{-\eta} - a_-}}{\eta} \quad (31)$$

unde :

$$b_- = \frac{1 - \delta_R}{1 + \delta_R}, \quad (32)$$

Timpul de rezoluţie, în cazul ajustajului, este dat de formula (31) după înlocuirea lui $a_-$ prin $a^*$ şi a lui $b_-$ prin valoarea unu.

c) Cazul în care nu se precizează poziţia iniţială a punctului de funcţionare dar se ştie că ea este $A$ sau $B$.

În această situaţie trebuie să se ţină seamă de modul cum se raportează mărimile caracteristice în cazurile în care $A$, respectiv $B$, reprezintă poziţia iniţială a punctului de funcţionare. Avînd în vedere relaţiile (17), (24) din [2] şi relaţiile (17), (19), se poate scrie :

$$i'_{A1} < I_A ; \quad i^*_{A2} > i'^*_{A1} ; \quad i_{B1} > I_B ;$$

de aceea condiţiile care se impun amplitudinilor $I_{s-}$ , $I_{s+}$ ale impulsurilor de comandă sînt date de relaţiile (22), (24) şi (30). În consecinţă, relaţia de determinare a timpului de rezoluţie $T_{AB}^-$ este :

$$i'_{A1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - i^*_{A2}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = 2(\Delta I_{s-} + \Delta I_M)$$

şi are soluţia :

$$\frac{T_{AB}^-}{t_S} = \frac{\ln \dfrac{1 + b - e^{-\eta}}{e^{-\eta} - a_-}}{\eta}, \quad (33)$$

care în cazul ajustajului devine :

$$\frac{T_{AB}^-}{t_S} = \frac{\ln \dfrac{1 + e^{-\eta}}{e^{-\eta} - a^*}}{\eta}. \quad (34)$$

2. *Polaritate pozitivă*

a) $A$ — poziţia iniţială a punctului de funcţionare

Inegalităţile (11′) — (13′) iau forma :

$$I_{s+} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s+} - i_{A1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) ; \quad (35)$$

$$I_{s-} < i^*_{B1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - \Delta I_{s-} - \Delta I_m - I_m ; \quad (36)$$

$$I_{s-} > i_{B1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s-} + \Delta I_m - I_m . \quad (37)$$

Din relaţiile (36) şi (37) rezultă relaţia de determinare a timpului de rezoluţie $T_A^+$ :

$$i^*_{B1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - i_{B1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = 2(\Delta I_m + \Delta I_{s-})$$

şi are soluţia :

$$\frac{T_A^+}{t_S} = \frac{\ln \frac{b_+ \cdot e^{-\eta}}{e^{-\eta} - a_+}}{\eta}, \tag{38}$$

unde :

$$b_+ = \frac{1}{b_-}; \tag{39}$$

$$a_+ = \frac{\delta_+ + \frac{2}{1-K}(\delta_E + K\delta_R)}{1 - \delta_R}; \quad \delta_+ = 2\frac{\Delta I_m + \Delta I_{s-}}{I_{A0} - I_{B0}}.$$

b) $B$ — poziţia iniţială a punctului de funcţionare

Condiţiile (14′) — (16′) iau forma :

$$I_{s+} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s+} - i'_{A1}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R); \tag{40}$$

$$I_{s-} < i'^*_{B2}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - \Delta I_{s-} - \Delta I_m - I_m; \tag{41}$$

$$I_{s-} > i'_{B1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) + \Delta I_{s-} + \Delta I_m - I_m. \tag{42}$$

Relaţia de determinare a timpului de rezoluţie $T_B^+$ se obţine din relaţiile (41) şi (42) :

$$i'^*_{B2}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - i'_{B1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = 2(\Delta I_{s-} + \Delta I_m),$$

avînd soluţia :

$$\frac{T_B^+}{t_s} = \frac{\ln \frac{1}{e^{-\eta} - a_+}}{\eta}. \tag{43}$$

c) Cazul în care nu se precizează poziţia iniţială a punctului de funcţionare dar se ştie că ea este $A$ sau $B$

Ţinînd seamă de relaţiile (17), (24) din [2] şi de relaţiile (18), (20), se poate scrie :

$$i_{A1} > i'_{A1}; \; i_{B1} > i'_{B1}; \; i''_{B1} > i'^*_{B2},$$

şi deci condiţiile impuse amplitudinilor $I_{S+}$, $I_{S-}$ sînt date de relaţiile (40), (41) şi (37). În consecinţă, relaţia de determinare a timpului de rezoluţie $T_{AB}^+$ este :

$$i'^*_{B2}(E_D - \Delta E_D, R + \Delta R) - i_{B1}(E_D + \Delta E_D, R - \Delta R) = 2(\Delta I_{S-} + \Delta I_m),$$

avînd soluţia :

$$\frac{T_{AB}^+}{t_S} = \frac{\ln \frac{1 + b_+ \cdot e^{-\eta}}{e^{-\eta} - a_+}}{\eta}. \tag{44}$$

În cazul ajustajului se obţine :

$$T_A^+ = T_B^-; \; T_B^+ = T_A^-; \; T_{AB}^+ = T_{AB}^-.$$

Interpretarea rezultatelor obţinute va fi făcută în partea a II-a a lucrării, după determinarea frecvenţei limită de numărare şi a frecvenţei limită de divizare.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Kaenel, R. A. *Cne-tunnel-diode flip-flop.* In : Proc. IRE, nr. 3, 1961, p. 671.

[2] Tătaru, E. *Descrierea matematică a proceselor tranzitorii care au loc în circuitul bistabil Kaenel.* In : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1966, p. 273—278.

---

Dr. ing. Gr. INDREAŞ

# Acceleratoare de electroni la energii înalte şi ultraînalte

Într-un articol anterior [1] au fost prezentate principiile de funcţionare ale acceleratoarelor ciclice de protoni la energii ultraînalte. Alături de aceste maşini uriaşe care imprimă protonilor energii de ordinul zecilor de miliarde de electronvolţi, în ultimul timp au intrat în funcţiune sau sînt în curs de realizare instalaţii pentru accelerarea electronilor capabile să acopere domeniul de energii atins pînă ieri doar prin folosirea protonilor.

Pentru cercetări în domeniul fizicii particulelor elementare, fasciculele de electroni accelerați pot servi la fel de bine ca şi cele de protoni — în unele cazuri fiind chiar avantajate, datorită simplităţii la interpretarea rezultatelor. Astfel, se ştie că particulele elementare pot participa în trei tipuri de interacţiuni :

— electromagnetice : interacţiunea particulei elementare cu fotonii ;
— interacţiuni tari sau nucleare, caracterizate prin raza de acţiune $\sim 10^{-14}$ cm ;
— interacţiuni slabe, în care raza de acţiune $\leqslant 10^{-17}$ cm.

Printre particulele elementare care sînt la îndemîna experimentatorului singur fotonul participă într-un singur tip de interacţiuni : cele electromagnetice. (Producerea fotonilor are loc de obicei prin frînarea electronilor accelerați, la trecerea acestora prin foiţe de cupru — ţinte.)

Această proprietate explică în bună parte eforturile depuse pentru obținerea electronilor și cuantelor gama de mari energii.

Tematica de cercetare abordată cu ajutorul acestor fascicule de electroni este extrem de vastă, fiind axată pe direcțiile mai importante ale fizicii particulelor elementare : studiul distribuției spațiale a sarcinii și masei nucleului (electronografia nucleară) ; fotoproducerea mezonilor ; stabilirea limitelor de aplicabilitate ale electrodinamicii cuantice, generarea de noi particule etc.

Ca și acceleratoarele de protoni, acceleratoarele de electroni la energii înalte sînt concepute pe principiul autofazării, iar realizarea sincrotroanelor se bazează pe principiul focalizării intense.

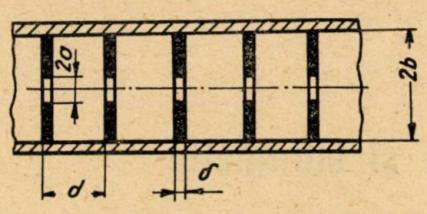
În cele ce urmează vor fi prezentate tipurile de acceleratoare capabile să furnizeze fascicule de electroni avînd $E > 10^9$ eV, insistînd asupra caracteristicilor constructive și componentelor mai importante ale acestora.

Informațiile asupra instalațiilor în curs de realizare și proiectare au fost comunicate la ultimele conferințe și simpozioane internaționale asupra acceleratoarelor pentru energii înalte.

## 1. Acceleratoarele liniare

În paginile revistei au fost prezentate principiile de funcționare ale acceleratoarelor liniare [2], descrierea mai detaliată făcîndu-se doar pentru domeniul energiilor joase. De aceea ne vom opri mai mult numai asupra elementelor caracteristice pe care le implică trecerea în domeniul energiilor înalte.

Elementul cel mai important al unui accelerator liniar este ghidul de undă. În acceleratoarele liniare moderne se utilizează exclusiv ghiduri de undă de formă cilindrică, al căror interior este compartimentat cu șaibe metalice




| | 2b, cm | 2a, cm | d, cm | δ, cm |
|---|---|---|---|---|
| Orsay | | | 2,5 | 0,30 |
| Stanford | 8,24 | 2,1 | 2,62 | 0,58 |
| Harkov | 8,60 | 3,0 | 2,67 | |

Aut. 14

Fig. 1. Secțiune schematică prin ghidul de undă al unui accelerator de electroni ($v_f = c$). Valorile numerice din tabelă corespund parametrilor cavităților de accelerare ale unor instalații în funcțiune.

inelare („iris"), așa cum se vede în figura 1. În ghidurile de undă de tipul acesta, undele electromagnetice se pot propaga cu viteză de fază egală sau chiar inferioară vitezei luminii : $v_f \leqslant c$. În această situație devine posibilă accelerarea continuă a electronilor în direcția de propagare a cîmpului electric (acceleratoare liniare cu undă progresivă sau călătoare).

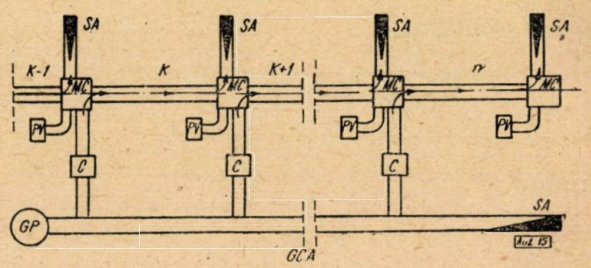



Fig. 2. Schema individuală de alimentare cu putere de înaltă frecvență a secțiilor acceleratorului liniar (săgețile indică direcția de propagare a energiei, iar secțiile sînt notate prin $k-1, k, k+1, \ldots n$) :
*GP* — generator pilot ; *C* — clistron amplificator ; *SA* — sarcină de atenuare ; *MC* — mufă de conecție ; *GCA* — ghid comun de alimentare ; *PV* — pompă de vid.

În cazul energiilor înalte și ultraînalte, acceleratoarele liniare se asamblează din secții independente : o secție de accelerare preliminară cu viteză de fază variabilă, urmată de un număr convenabil de secții în care $v_f = c$.

Proiectarea inginerească a acceleratorului se face în două etape mai importante : în prima etapă se aleg numărul de secții, modul de alimentare și caracteristicile generatoarelor de înaltă frecvență ; în etapa a doua se determină dimensiunile ghidului de undă propriu-zis.

Alimentarea secțiilor cu putere de înaltă frecvență se poate face după mai multe scheme ; de menționat că sistemul de alimentare individual (fig. 2) s-a dovedit a fi cel mai eficient [3]. În secțiile în care structura cavităților este uniformă, intensitatea cîmpului electric $\mathcal{E}_0$ se micșorează exponențial de-a lungul direcției de accelerare („atenuare"). În calculele preliminare se utilizează o valoare medie $\mathcal{E}_{med}$ care ține seamă de geometria ghidului și de pierderile Joule în pereți [4], [5].

Amplitudinea cîmpului electric la începutul secției este :

$$\mathcal{E}_0 = 6{,}98 \frac{\lambda}{a^2} \sqrt{P}, \qquad (1)$$

unde :

$\mathcal{E}_0$, kV/cm ;
$\lambda$ — lungimea de undă, cm ;
$a$ — raza irisului, cm ;
$P$ — puterea generatorului de înaltă frecvență, MW.

Din relația (1) rezultă că, pentru o putere de alimentare dată, intensitatea cîmpului electric depinde de diametrul irisului $a$. Variind valoarea parametrului $a$ conform relației (1), în secțiile

acceleratorului liniar de la Orsay s-a reuşit să se compenseze pierderile prin efect Joule, în aşa fel încît $\mathcal{E} = \text{const.}$ pe toată lungimea secţiei (structură cu cîmp constant) [6].

Alegerea frecvenţei generatoarelor nu se face după un criteriu unic; în general, se urmăreşte obţinerea unor dimensiuni rezonabile ale ghidului de undă, ceea ce duce la domeniul de frecvenţe cuprins între 1 500 şi 10 000 MHz. În acest domeniu, alegerea definitivă se face în funcţie de existenţa generatoarelor (magnetroane, clistroane) de putere potrivită. Din acest punct de vedere este de dorit alegerea frecvenţelor mari pentru a putea micşora pe cît posibil puterea debitată în impuls de către generatorul ales. Magnetroanele şi clistroanele moderne, în gama undelor centimetrice ($\lambda$=3 cm şi $\lambda = 10$ cm), pot furniza puteri apreciabile în impuls : 2—20 MW. Frecvenţa de lucru utilizată în mod curent este de 3 000 MHz ($\lambda = 10$ cm). Adoptarea frecvenţelor mai mari ar duce la micşorarea excesivă a ghidului de undă şi, prin urmare, a dimensiunilor şi toleranţelor impuse fasciculului de electroni. Aceste limitări devin deosebit de incomode în cazul acceleratoarelor la energii ultraînalte.

Caracteristicile principale ale cavităţilor de accelerare în ghidul de undă în care $v_f = c$ se determină din următoarele considerente :

— Diametrul ghidului $2b$ poate fi adoptat în primă aproximaţie din curbele de dispersie $\left(\frac{a}{\lambda}\right) = f(v_f)$ obţinute pe cale experimentală [4]. Utilizînd aceste curbe, în figura 3 s-a reprezentat dependenţa $a = f\left(\frac{a}{b}\right)$ pentru $v_f = \text{const.} = c$

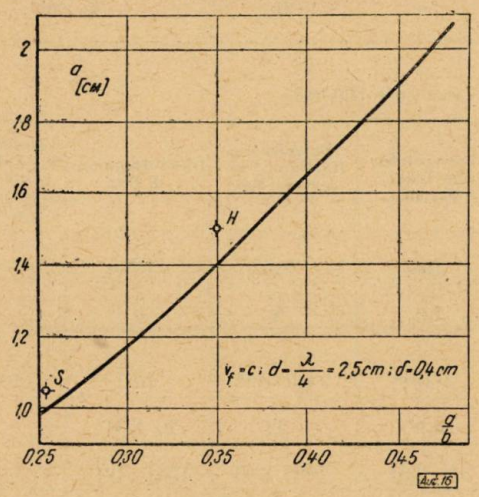



Fig. 3. Dependenţa $a = f\left(\frac{a}{b}\right)$ pentru un ghid de undă avînd $v_f = c$ şi $\lambda = 10$ cm. Punctele $S$ şi $H$ corespund valorilor adoptate în acceleratoarele liniare de la Stanford şi Harkov.

şi $\lambda = 10$ cm. Punctele stelate corespund unor acceleratoare în funcţiune. Determinarea mai precisă a dimensiunii $b$ se poate face cu ajutorul ecuaţiei de dispersie [7], [8].

— Cunoscînd frecvenţa nominală a generatorului şi viteza de fază, ecuaţia de dispersie permite determinarea şi a altor dimensiuni geometrice ale ghidului. Operaţia este însă extrem de dificilă, calculele trebuie făcute din

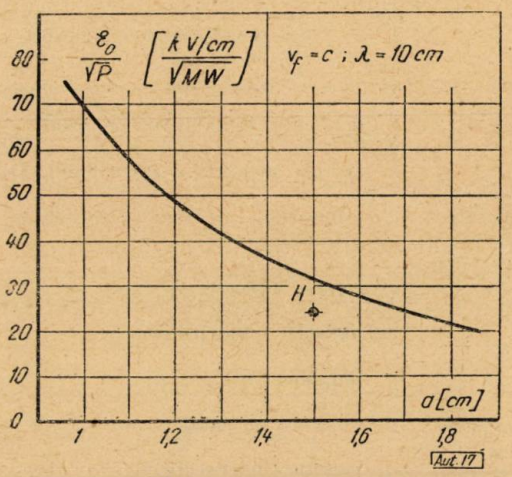



Fig. 4. Dependenţa $\frac{\mathcal{E}_0}{\sqrt{P}} = f(a)$ pentru un ghid de undă ideal avînd $v_f = c$ şi $\lambda = 10$ cm. Punctul $H$ corespunde acceleratorului liniar de la Harkov ($a = 1{,}5$ cm, $\mathcal{E}_0 \sim 100$ kV/cm).

aproape în aproape datorită caracterului implicit al acestor ecuaţii. Operaţia de proiectare poate fi uşurată doar prin folosirea maşinilor electronice de calcul.

— Diametrul orificiilor şaibelor metalice (irisul), în cazul cînd se cunosc puterea şi frecvenţa generatorului, pentru o valoare $\mathcal{E}_0$ dată, poate fi determinată din relaţia (1) sau din ecuaţia de dispersie. Relaţia $\frac{\mathcal{E}_0}{\sqrt{P}} = f(a)$ pentru cazul $v_f = c$ şi $\lambda = 10$ cm — în cazul idealizat — este reprezentată în figura 4. Se vede că, la $P = \text{const.}$, este avantajos să se aleagă valori mici pentru dimensiunea irisului. Pentru a evita însă atenuarea excesivă [5] se tinde ca $\frac{a}{\lambda} > 0{,}1$.

— Distanţa dintre şaibele metalice (pasul) $d$ este, de asemenea, un parametru critic. În premisa disipării minime de putere în cavitate se obţine o valoare optimă a pasului $d_{opt} = \frac{\lambda}{(3 \div 3{,}5)}$. Din considerente practice (execuţie simplă şi reglaj comod) se adoptă o valoare de compromis $d = \frac{\lambda}{4}$, ceea ce corespunde defazajului dintre două cavităţi egal cu $\frac{\pi}{2}$.

— Grosimea şaibei $\delta$ se determină pe cale empirică. Deşi de dorit ar fi ca $\delta$ să fie cît mai mic posibil, s-a văzut că, pentru preîntîmpinarea străpungerilor electrice din regiunea irisului, raza de curbură la racordări, pentru $\mathcal{E} \sim 150$ kV/cm, trebuie să fie $r \geqslant 1{,}5$ mm, de unde rezultă $\delta = 3$ mm [8]. Considerentele de

*Tabela 1*

**Parametrii acceleratoarelor de electroni la energii $E \geqslant 10^9$ eV, în funcţiune sau în stadiu de construcţie**

a) *Acceleratoare liniare*

| | Laboratorul şi denumirea instalaţiei | Universitatea Stanford (S.U.A.) Mark III | Orsay (Franţa) | Institutul fizico-tehnic Harkov (U.R.S.S.) | Universitatea Stanford (S.U.A.) | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | SLAC-1 | SLAC-2 |
| Caracteristici generale | data intrării în funcţiune, anul | 1960 | 1962 | | prevăzut 1967 | |
| | energia maximă a fasciculului, GeV | 1 | 1,3 | 2 | 10 – 20 | 20 – 40 |
| | intensitatea medie a curentului la ieşire, $\mu$A | 1 | 1 | 1,2 | 15 – 30 | 30 – 60 |
| | costul, milioane $ | 4 | 10 | | ~100 | |
| | indicaţii bibliografice | [15] | [6] [16] | [37] | [37] | [37] |
| Parametri constructivi | lungimea, m | 67 | 135 | | 3 050 | |
| | numărul de secţii | | 23 | 49 | 960 | |
| | lungimea unei secţii, m | | 6,1 | 4,5 | 3 | |
| | presiunea, torr | | | $2 \cdot 10^{-6}$ | $10^{-5}$ | |
| Injecţia | tipul injectorului | tun electronic | | | | |
| | energia, keV | 80 | 40 | | | |
| | curentul de injecţie, mA/imp. | 250 | 100 | | | |
| Sistemul de accelerare | numărul de clistroane | 31 | 16 | | 240 | 960 |
| | puterea unui clistron, MW/imp. | | 20 | 20 | 6 – 24 | |
| | frecvenţa nominală, MHz | 2 856 | 2 997,8 | 2 797 | 2 856 | |
| | durata pulsului de rf., $\mu$s | 2,2 | 2 | 2 | 2,5 | |
| | frecvenţa de repetiţie, Hz | 60 | 50 | 50 | 1 – 360 | |

b) *Sincrotroane cu gradient alternativ (focalizare intensă)*

| | Laboratorul şi denumirea instalaţiei | Universitatea Cornell, Ithaca, N.Y. (S.U.A.) | Universitatea din Lund (Suedia) | Universitatea din Tokyo (Japonia) | Universitatea Harward, Cambridge, Mass (S.U.A.) | DESY Hamburg (R.F.G.) | Institutul de fizică al Acad. de Ştiinţe R.S.S. Armeană, Erevan (U.R.S.S.) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Caracteristici generale | data intrării în funcţiune, anul | 1955 | 1961 | 1961 | 1962 | 1963 | în constr. |
| | energia maximă, GeV | 1,3 | 1,2 | 1,2 | 6 | 6 | 6 |
| | intensitatea fasciculului, part./imp. | $2 \cdot 10^{10}$ | | $3 \cdot 10^{10}$ | $1{,}5 \cdot 10^{10}$ | $10^{11}$ | $10^{11}$ |
| | costul, milioane, $ | 0,5 | 0,5 | 0,9 | 11 | 70 DM | |
| | indicaţii bibliografice | [17] | [18] | [19 – 25] | [26] [27] | [28] [29] | [10] |
| Sistemul magnetic | schema de focalizare | FOFDOD | FOFDOD | $O^F/_2D^F/_2O$ | FODO | FODO | FOFDOD |
| | indexul cîmpului magnetic, n | 15 | 11,6 | 15 | 90 | 70 | 115 |
| | numărul de sectoare | 16 | 16 | 8 | 48 | 48 | 48 |
| | raza de curbură a orbitei, m | 3,8 | 3,65 | 4 | 27,5 | 31,7 | 25,25 |
| | raza medie a orbitei, m | 4,4 | 5,3 | 5,5 | 36 | 50,42 | 34,5 |

*Tabela 1 (continuare)*

| | Laboratorul şi denumirea instalaţiei | Universitatea Cornell, Ithaca, N.Y. (S.U.A.) | Universitatea din Lund (Suedia) | Universitatea din Tokyo (Japonia) | Universitatea Harward, Cambridge, Mass. (S.U.A.) | DESY Hamburg (R.F.G.) | Institutul de fizică al Acad. de Ştiinţe R.S.S. Armeană, Erevan (U.R.S.S.) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Sistemul magnetic | frecvenţa oscilaţiilor betatronice, osc./tură | 1,75 ;2,25 | 1,8 | 2,25 | 6,4 | 6,25 | 5,38 |
| | intensitatea cîmpului magnetic la injecţie, Oe | 87 | 55 | 54 | 32 | 42 | 66 |
| | intensitatea maximă a cîmp. magnetic, Oe | 11 400 | 11 000 | 10 800 | 8 000 | 8 100 | 8 000 |
| | greutatea magnet., t | 24 | 35 | 61 | 340 | 650 | 425 |
| | apertura, cm² | 4×7 | 4×6 | 5,4×15 | 5×16,5 | 5,6×14,4 | 4,5×12 |
| | puterea medie de alimentare, kW | 250 | 250 | 140 | 1 100 | 1 400 | 1 400 |
| Injecţia | tipul injectorului | accelerator liniar | microtron | accelerator liniar | | | |
| | energia, MeV | 10 | 5,9 | 6 | 25 | 40 | 50 |
| | intensitatea, mA/imp. | 100 | 20 | 100 | 150 | 160 | 200 |
| Sistemul de accelerare | numărul elementelor de accelerare | 1 | 1 | 1 | 32 | 48 | 24 |
| | frecvenţa tensiunii de accelerare, MHz | 86,6 – 87 | 398,2 | 138,1 | 475 | 499,6 | 138,8 |
| | numărul armonicii | 8 | 45 | 16 | 360 | 528 | 96 |
| | frecvenţa de repetiţie, Hz | 30 | 12,5 | 21,5 | 60 | 50 | 50 |
| | puterea de rf. instalată, kW | 7 | 12 | 2 | 400 | 400 | 100 |

rezistenţă mecanică duc la aceleaşi concluzii şi, ca atare, se admite în general $\delta \simeq 0{,}1\ d$.

Parametrii acceleratoarelor liniare de electroni la energii $E \geqslant 1$ GeV sînt daţi în tabela 1, *a*, iar mărimile caracteristice pentru cavităţile secţiilor cu $v_f = c$ la cîteva acceleratoare în funcţiune sînt arătate în figura 1.

Realizarea practică a acceleratoarelor liniare cu undă progresivă, la mari energii, implică execuţia unor lucrări mecanice de înaltă precizie. Toleranţele rigide impuse pentru frecvenţa de rezonanţă a cavităţilor pun problema uzinării acestora din urmă cu o precizie de ordinul micronilor. Pentru realizarea unui bun factor de calitate se impune ca prelucrarea suprafeţelor rezonatoarelor să fie făcută după clasa a 9-a. În această situaţie, adesea se recurge la tehnologii speciale : electroliză, polizare electrică etc. O tehnologie mai simplă şi adoptată în mod curent constă în confecţionarea rezonatoarelor din două jumătăţi [6] sau din trei părţi componente [37], aşa cum se vede în figura 5. Asamblarea cavităţii în ambele cazuri se face prin comprimare controlată. Suprafaţa de contact se realizează cu ajutorul unor inele de indiu care, la presare, se deformează. Un procedeu de asamblare mai eficace este prin lipire cu argint sub vid, piesele componente fiind încălzite cu ajutorul curenţilor de înaltă frecvenţă [37].

O altă problemă dificilă în construcţia acceleratoarelor liniare la energii înalte o constituie alinierea secţiilor. Buna funcţionare a accelera-

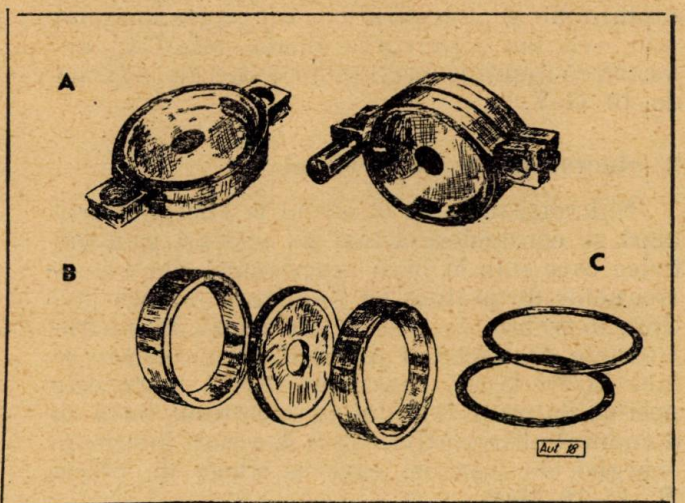



Fig. 5. Asamblarea cavităţilor rezonante ale acceleratoarelor liniare :

*A* — din două jumătăţi (Orsay) ; *B* — din trei părţi componente (Stanford) ; contactul dintre cavităţi este asigurat prin presarea şi deformarea unor inele de indiu (*C*).

torului cere ca alinierea să fie asigurată cu o precizie de circa 1 mm pe toată lungimea.

Pentru a preveni perturbările provocate de cîmpul magnetic pămîntesc sau alte cîmpuri magnetice parazite, secţiile acceleratorului liniar se ecranează cu ajutorul unor foiţe de permaloy. În mod deosebit se ecranează primele secţii ale acceleratorului, unde influenţa cîmpurilor exterioare este mai critică.

Dintre marile acceleratoare de electroni în funcţiune, pentru bunele sale performanţe merită de amintit în mod deosebit acceleratorul de la Orsay (Franţa). Acest accelerator constă într-un injector ($l = 1{,}6$ m) şi 22 de secţii acceleratoare standard, avînd fiecare lungimea $l = 6{,}1$ m. Lungimea totală a acceleratorului este de 135 m. Funcţionarea sa este asigurată în regim de undă progresivă $\pi/2$, la frecvenţa de 2 997,8 MHz. Energia electronilor acceleraţi atinge 1,3 GeV la un curent maxim $I = 0{,}1$ A/imp. (frecvenţa de repetiţie 50 Hz ; durata pulsului 1,5 $\mu$s). Se prevede ca în viitor energia să fie mărită pînă la 2—2,5 GeV. Alimentarea secţiilor pe înaltă frecvenţă se face cu ajutorul a 16 clistroane amplificatoare avînd $P = 20$ MW, excitarea lor făcîndu-se de la un ghid comun. În scopul utilizării optime a puterii livrate de clistroane s-a ales varianta secţiilor cu cîmp constant, de configuraţie asemănătoare cu cea a acceleratorului de 28 MeV de la Saclay [9]. Acceleratorul este îngropat într-o tranşee adîncă şi protejat cu pereţi de beton. Fasciculul la ieşire are un diametru de circa 8 mm şi poate fi adus într-unul din cele trei pavilioane experimentale (250 MeV ; 500 MeV ; 1 GeV). Dispersia energetică a fasciculului este de ordinul 0,5%.

Cel mai mare accelerator liniar, în momentul de faţă, este în stadiu de construcţie la Universitatea din Stanford (S.U.A.). Acest accelerator supranumit şi „monstrul'' — din cauza lungimii sale $\sim 3$ km — în etapa finală (SLAC-2) urmează să imprime electronilor o energie maximă de 40 GeV.

## 2. Sincrotroanele de electroni

Sincrotroanele de electroni la energii foarte mari se construiesc astăzi pe aceleaşi principii fizice care stau la baza funcţionării sincrofazotroanelor de protoni cu focalizare intensă [1]. Spre deosebire de acestea din urmă, în sincrotroanele de electroni procesul de accelerare se face la frecvenţă constantă. Acest lucru este posibil datorită faptului că electronii intră în domeniul ultrarelativist încă la valori inferioare energiei de injecţie, care se alege de obicei $E_{inj} \gg 10$ MeV.

Acceleratoarele de acest tip intrate în funcţiune în ultimii ani (tabela 1, *b*) permit accelerarea electronilor pînă la energia de 6—7 GeV, energie considerată ca limită pentru acest tip de maşini aşa cum se va vedea în cele ce urmează. Concepţia şi soluţiile constructive adoptate la aceste acceleratoare sînt foarte asemănătoare, mergînd pînă la detalii.

Elementul principal al sincrotroanelor de electroni este electromagnetul inelar care creează

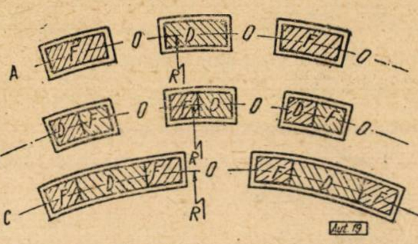


Fig. 6. Schema de distribuţie a electromagneţilor în sincrotroanele de electroni :

*A* — Cambridge, DESY : (FODO) ; *B* — Univ. Cornell, Univ. Lund, Inst. de fizică Erevan : (FOFDOD) ; *C* — Univ. Tokyo (O F/2 D F/2 O).

cîmpul magnetic de ghidare şi asigură focalizarea fasciculului. Electromagneţii se asamblează din blocuri independente — succesiv focalizante (F) şi defocalizante (D) — între care se intercalează porţiuni rectilinii (O) fără cîmp magnetic pentru aşezarea elementelor de accelerare şi corecţie.

Dispunerea magneţilor în sincrotronul de la Cambridge şi DESY se face după schema FODO care asigură simplitatea maximă în execuţie. Schema FOFDOD, adoptată în sincrotronul de la Erevan, este alcătuită din blocuri 1/2 F + 1/2 D şi asigură posibilitatea corecţiei independente a frecvenţei oscilaţiilor verticale şi radiale. Această corecţie se face cu ajutorul lentilelor cvadripolare aşezate pe porţiunile rectilinii libere. În figura 6 sînt reprezentate cîteva posibilităţi de dispunere a electromagneţilor, folosite în sincrotroanele de electroni.

Valoarea indicelui cîmpului magnetic $n$, care caracterizează gradul de intensitate al focalizării, la sincrotroanele de electroni este de ordinul $n \sim 100$, fiind mult mai mic decît în cazul sincrofazotroanelor de protoni la energii comparabile. Această valoare se alege în aşa fel încît, pentru configuraţia circuitului magnetic dat (caracterizat prin periodicitatea $N$), frecvenţa oscilaţiilor betatronice să se situeze în regiunea centrală de stabilitate. În acest caz, indicele cîmpului magnetic va avea aceeaşi valoare în ambele tipuri de sectoare : $n_F = n_D = n$, valoare care satisface relaţia :

$$\frac{\sqrt{n}}{N} = 0{,}5 \frac{\rho}{\bar{\rho}}, \qquad (2)$$

unde $\rho$ şi $\bar{\rho}$ sînt valorile razei de curbură (instantanee şi medie) a orbitei [10].

Pentru valori $n \gg 100$, frecvenţele oscilaţiilor betatronice radiale şi verticale sînt egale : $\nu_r = \nu_z = \nu$, întrucît $\sqrt{n} \simeq \sqrt{n-1}$. În cazul

sincrotroanelor de 6 GeV, frecvenţa relativă a oscilaţiilor betatronice $\nu^* = 5 - 6$ osc./tură.

Valoarea maximă a cîmpului magnetic la sincrotroanele amintite $H_{max} \simeq 8\,000$ Oe este inferioară valorilor admise pentru acceleratoarele similare de protoni. Funcţionarea în regim de impuls la frecvenţa industrială, caracteristic sincrotroanelor, cere ca blocurile circuitului magnetic să fie asamblate din tablă de oţel silicios cu grosimea de ~0,5 mm, încleiate între ele în mod analog transformatoarelor. Încleierea tolelor la sincrotronul de la Cambridge a fost realizată cu ajutorul unui ciment de cauciuc, iar la cel din Erevan, cu lac epoxy. Decuparea profilului magneţilor se face prin ştanţare (fig. 7).

Micşorarea aperturii verticale a electromagneţilor a permis realizarea economică a întregului circuit magnetic şi a alimentării sale, greutatea fierului reprezentînd 350—650 t faţă de 2 600 t în cazul sincrofazotronului de protoni de 7,2 GeV.

Se ştie că utilizarea principiului focalizării intense impune toleranţe riguroase, atît în ceea ce priveşte execuţia constructivă, cît şi în menţinerea constantă a parametrilor nominali de funcţionare. De exemplu, existenţa fenomenelor de rezonanţă, asupra cărora nu ne putem opri în cadrul acestui articol, impune ca în sincrotroanele de 6 GeV toleranţa admisibilă pentru valoarea indicelui de cîmp $n$ să nu depăşească 2,5% în tot decursul variaţiei cîmpului magnetic de la injecţie pînă la valoarea maximă. Pentru corecţia gradientului cîmpului magnetic sînt prevăzute înfăşurări de corecţie dispuse direct pe suprafeţele pieselor polare. Aceste înfăşurări pot servi şi pentru corecţia cîmpului magnetic principal în momentul injecţiei.

Dispunerea blocurilor electromagnetului trebuie asigurată cu o precizie de $\pm 0{,}25$ mm după rază şi $\pm 0{,}125$ mm în planul vertical [11]. Pentru preîntîmpinarea deformaţiilor geometrice şi micşorarea influenţelor de natură seismică,

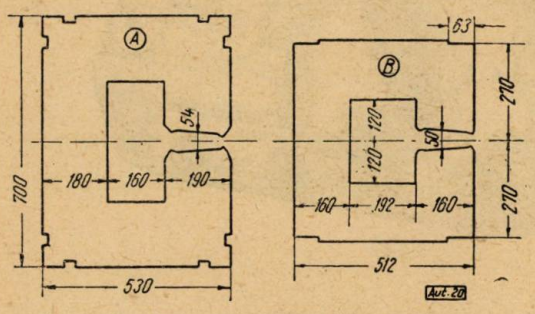



Fig. 7. Profilul electromagneţilor de tip $F$:
$A$ — sincrotronul de electroni al Univ. Tokyo ($E$ = 1,2 GeV); $B$ — sincrotronul de electroni al Univ. Harward, Cambridge ($E$ = 6 GeV).

blocurile electromagnetului se aşază pe fundaţii speciale. Astfel, acceleratorul de la Erevan este montat pe un planşeu mobil de beton armat, turnat într-un canal circular săpat în roci bazaltice. Fiecare bloc al circuitului magnetic este prevăzut cu mecanisme pentru reglarea individuală a poziţiei radiale, verticale şi azimutale.

În cazul sincrotronului de la Cambridge, blocurile sînt montate pe piloni de beton armat,

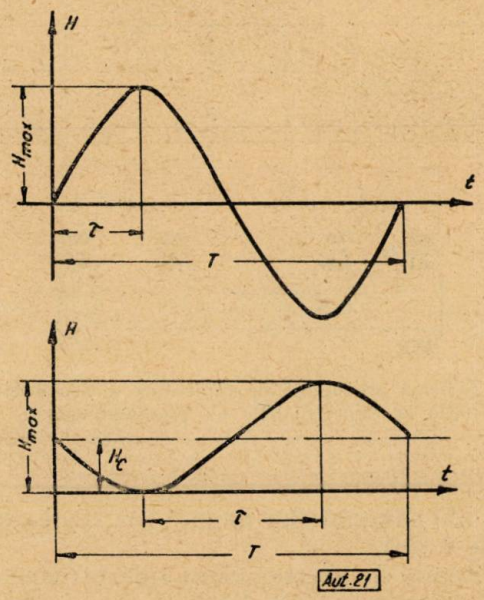



Fig. 8. Variaţia cîmpului magnetic în sincrotroanele de electroni:
$A$ — fără premagnetizare $\left(H_c = 0;\ \tau \simeq \frac{T}{4}\right)$; $B$ — cu premagnetizare $\left(H_c = {}^1/_2 H_{max};\ \tau \simeq \frac{T}{2}\right)$.

îngropaţi adînc în sol şi izolaţi mecanic de restul clădirii.

Alimentarea electromagneţilor sincrotroanelor de electroni de 6 GeV se face cu curent alternativ de frecvenţă industrială. În unele scheme se utilizează premagnetizarea cu curent continuu ($H_c = 0{,}5\ H_{max}$). În acest caz necesarul de putere reactivă este redus la jumătate, iar timpul util pentru accelerare ($\Delta t \simeq 8$ ms) poate ocupa aproximativ o jumătate de perioadă faţă de numai un sfert de perioadă în schema fără premagnetizare (fig. 8). Un alt avantaj al schemei cu premagnetizare constă în micşorarea vitezei de creştere a cîmpului magnetic la injecţie, uşurînd simţitor sincronizarea momentului injecţiei cu valoarea corespunzătoare a cîmpului magnetic.

Excitaţia electromagnetului în curent alternativ se face după scheme rezonante. În acest scop, în înfăşurarea principală a electromagneţilor se înseriază baterii de condensatoare de capacitate convenabilă (fig. 9). În cazul utilizării premagnetizării în curent continuu, în circuitul rezonant se include şi înfăşurarea secundară a reactanţei de separare a circuitelor de curent continuu şi alternativ. În funcţie de valoarea inductanţei înfăşurării electromagnetului, circuitul magnetic poate fi realizat pentru fiecare bloc individual sau pentru o grupare de blocuri.

Alimentarea în curent continuu (premagnetizarea) poate fi făcută prin intermediul unei maşini de curent continuu, ai cărei poli se suntează cu condensatoare de protecţie. În tabela din figura 9 sînt redate, pentru orientare, cîteva

| SINCROTRONUL | $I_{cc}$ [A] | $I_{CA}$ [A] | $L_E$ [mH] | $L_{IR}$ [mH] | $C$ [μF] |
|---|---|---|---|---|---|
| Universitatea Harvard Combridge (6 GeV) | 417 | 284 | 33,2 | 133 | 159 |
| Institutul de Fizică Erevan (6 GeV) | 1300 | 1300 | 5,4 | 50 | 39 |

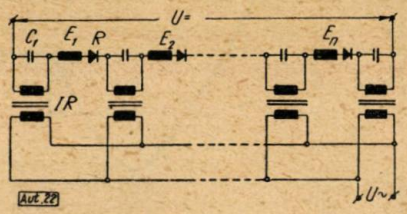



Fig. 9. Schema principială de alimentare a circuitului magnetic la sincrotroanele cu premagnetizare :

$E_{1,2,\ldots n}$ — înfăşurarea unui bloc al electromagnetului ; $R$ — celulă redresoare ; $IR$ — înfăşurare de reactanţă ; $C$ — condensator. Valorile curenţilor de magnetizare şi parametrii schemei se referă la sincrotroanele de 6 GeV.

valori ale parametrilor de mai sus la sincrotroanele de 6 GeV.

Sistemul de accelerare al sincrotroanelor de electroni este alcătuit dintr-un număr de rezonatoare acordate la frecvenţă constantă şi fazate în mod corespunzător. Accelerarea electronilor se face pe armonica superioară a frecvenţei rezonatorului. În cazul sincrotroanelor de 6 GeV se admit valori mari de multiplicitate $q = 96-528$, pentru a micşora amplitudinea oscilaţiilor radiale şi de fază [11]. Cum procesul de accelerare al electronilor se face la frecvenţă constantă, apare posibilitatea utilizării cavităţilor rezonante cu factor de calitate ridicat ($Q = 25\,000$), alimentate de generatoare de înaltă frecvenţă $F_0 > 100$ MHz. În figura 10 este reprezentat rezonatorul de radiofrecvenţă al sincrotronului DESY.

Înainte de a încheia descrierea sincrotroanelor de electroni ne vom opri asupra unui aspect caracteristic accelerării electronilor în sincrotron, pierderile prin radiaţie. Fenomenul este mai general ; se ştie că o particulă încărcată care se găseşte în mişcare accelerată emite energie electromagnetică sub formă de fotoni. De menţionat că dacă o particulă parcurge o traiectorie curbilinie, ea se va găsi în mişcare accelerată chiar în cazul cînd viteza ei este constantă ca valoare.

În cazul unei traiectorii circulare de rază $R$, pierderile de energie pe o turaţie completă $\Delta W$ vor fi direct proporţionale cu puterea a patra a energiei particulei $E$ şi invers proporţionale cu raza cercului şi puterea a treia a energiei corespunzătoare masei de repaus a particulei $E_0$ :

$$\Delta W = \frac{4\pi}{3} \frac{r}{R} \frac{E}{E_0^3}, \qquad (3)$$

unde $r$ este raza particulei accelerate.

Pentru protoni ($E_0 = 938$ MeV), aceste pierderi sînt neglijabile. În cazul electronilor ($E_0 = 0{,}511$ MeV), relaţia (3) devine :

$$\Delta W_e = 88{,}5 \frac{E^4}{R}. \qquad (3a)$$

Dacă în (3) $E$ este exprimat în GeV, iar $R$ în metri, pierderile $\Delta W_e$ se obţin în keV.

Efectul de pierderi prin radiaţie la sincrotroane poate fi observat şi cu ochiul liber, privind pe direcţia tangenţială a traiectoriei fasciculului de electroni, întrucît o parte din energia radiată se situează în spectrul vizibil.

Evident că aceste pierderi, care cresc rapid cu energia, trebuie compensate de sistemul de accelerare, a cărui putere în acest caz creşte simţitor. Pentru comparaţie se poate arăta că în cazul sincrotronului Universităţii din Tokyo, a cărui rază de curbură medie a orbitei este de 4 m, la energia $E = 1{,}5$ GeV pierderile $\Delta W$ ar atinge 110 keV, în timp ce la sincrotronul de 6 GeV ele se ridică la aproximativ 4,5 MeV/tură.

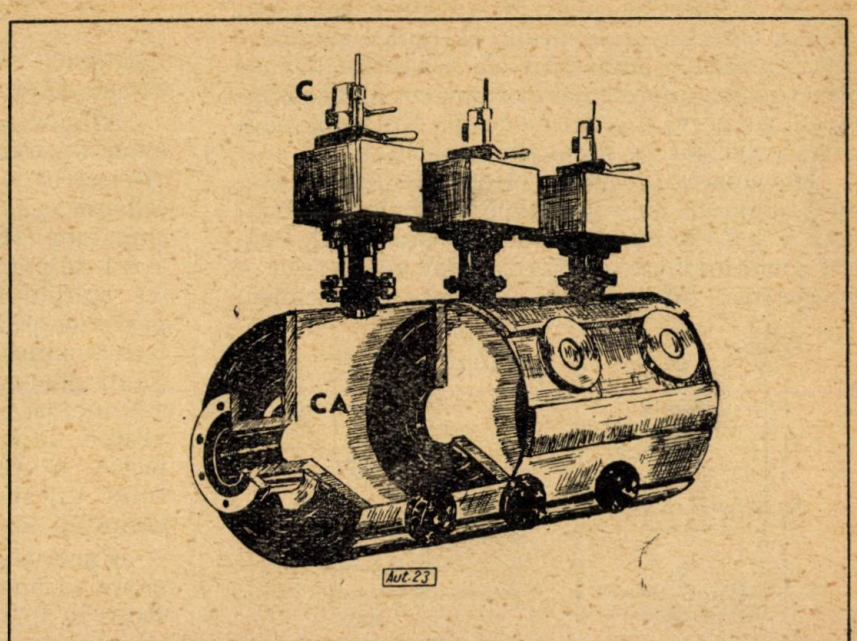



Fig. 10. Rezonator de înaltă frecvenţă al sincrotronului DESY. În secţiune se văd cavităţile de accelerare ($CA$) şi clistroanele de alimentare ($C$).

Micşorarea pierderilor prin radiaţie pentru o valoare $E$ dată poate fi realizată, aşa cum se vede din relaţia (3a), prin mărirea razei de

curbură a traiectoriei, deci a sistemului magnetic. (Ca urmare se va micşora în mod corespunzător şi intensitatea cîmpului magnetic.)

Atît mărirea puterii generatorului de radiofrecvenţă, cît şi mărirea dimensiunilor circuitului magnetic, încarcă însă mult costul acceleratorului. Din calcule estimative rezultă că, din punct de vedere economic, sincrotroanele se plafonează practic la energia de 6—7 GeV. Această părere a fost împărtăşită pînă nu de mult de majoritatea specialiştilor şi, de aceea, energia sincrotroanelor construite sau în stadiu de execuţie nu depăşeşte această valoare (tabela 1,b).

Este adevărat că, în ultimul timp, pe baza experienţei acumulate la sincrotronul Universităţii din Harward, Cambridge, concepţia despre limitarea energiei, impusă de pierderile prin radiaţie, este revizuită [12]. Proiectanţii de la Cambridge elaborează în prezent proiectul unui sincrotron de electroni uriaş la energia de 50 GeV, al cărui diametru va fi de ~2,4 km. Pierderile prin radiaţie în această maşină vor fi de ~450 MeV/tură, iar rezonatoarele sistemului de accelerare pentru compensarea lor vor ocupa aproximativ o treime din circumferinţă.

### 3. Aprecieri comparative

Domeniul energetic 1—10 GeV pentru electroni poate fi acoperit, în principiu, atît de acceleratoarele liniare, cît şi de sincrotroane. Principiile constructive şi modul de funcţionare conferă însă acceleratoarelor liniare o serie de avantaje. Astfel:

a) Acceleratoarele liniare pot funcţiona atît în regim pulsat, cît şi continuu; regimul continuu asigură livrarea unor fascicule de mare intensitate. Dacă intensitatea maximă obţinută în cazul sincrotroanelor (tabela 1,a) nu depăşeşte $10^{11}$ electroni/impuls, echivalent cu aproximativ 1 μA intensitate medie, acceleratoarele liniare pot livra curenţi de ordinul 1 A/impuls (~$10^{19}$ electroni/impuls), ceea ce revine la aproximativ 50 μA intensitate medie (SLAC-2).

b) Datorită traiectoriei rectilinii a particulelor în acceleratoarele liniare, injecţia şi extracţia fasciculului nu ridică probleme. Fasciculul extras este bine colimat, avînd dispersia unghiulară practic nulă. Utilizarea fasciculelor de electroni în afara sincrotroanelor este mai puţin eficientă, iar realizarea tehnică, dificilă. Din punct de vedere al calităţii fasciculului intern, performanţele ambelor tipuri de acceleratoare sînt comparabile, dispersia energetică a fasciculelor putînd fi redusă sub (0,5—0,1) %.

c) Construcţia acceleratoarelor liniare se poate face în etape prin adăugarea de noi secţii de accelerare, energia finală fiind principial nelimitată. Posibilitatea utilizării fasciculului în trepte intermediare de energie se menţine şi după realizarea întregului accelerator. Nu acelaşi lucru se poate spune despre sincrotroane. În cazul lor, electromagnetul circular, ale cărui dimensiuni determină energia maximă a fasciculului, trebuie realizat în întregime; iar, o dată realizat, posibilitatea de mărire a energiei este

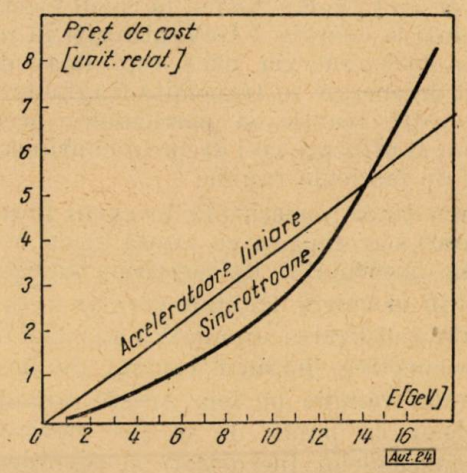



Fig. 11. Dependenţa preţului de cost (în valori relative) al acceleratoarelor de electroni în funcţie de energie.

exclusă. Obţinerea fasciculelor de electroni la energii inferioare valorii nominale este incomparabil mai greu de realizat decît în cazul acceleratoarelor liniare, deşi domeniul de variaţie este mai îngust.

Avantajele acceleratoarelor liniare sînt plătite însă scump; cifrele sînt redate în tabelele 1, *a* şi 1, *b*. Se vede că sincrotroanele de electroni realizate în ultimul timp, la energii de 1—2 GeV, sînt de circa 10 ori mai ieftine decît acceleratoarele liniare la aceeaşi energie. Situaţia aceasta poate varia însă sensibil în timp şi de la caz la caz, şi fără îndoială, în funcţie de energie. Vom încerca, de aceea, să desprindem numai unele aspecte cu caracter calitativ. Astfel, dacă în cazul acceleratoarelor liniare preţul creşte proporţional cu energia (1 GeV≃5 mil.$), creşterea dimensiunilor circuitului magnetic în cazul sincrotroanelor imprimă creşterii preţului de cost un caracter apropiat mai degrabă de cel pătratic. Aceste relaţii sînt redate în figura 11, costul acceleratoarelor fiind exprimat în unităţi relative [11]. Se vede că acceleratoarele liniare de electroni devin mai ieftine decît sincrotroanele numai în domeniul superior energiilor la care acestea din urmă erau considerate practic plafonate.

### 4. Inele de acumulare

În schemele obişnuite de utilizare a fasciculelor de particule accelerate — cînd acestea lovesc ţinte statice — simpla mărire a energiei fasciculului bombardant este departe de a rezolva în mod satisfăcător problema obţinerii energiilor ultraînalte în sistemul centrului de inerţie. Acest lucru se datoreşte unei limitări

principiale care rezultă din teoria relativităţii. Într-adevăr, în domeniul $E \gg E_0$, în reacţiile nucleare care au loc în geometria de mai sus se foloseşte numai o mică parte $E^*$ din energia cinetică $E$ a fasciculului. (În domeniul ultrarelativist $E^* \simeq \sqrt{2E_0E}$.) Astfel, în cazul electronilor accelerați la energia 1 GeV, utilizaţi în reacţiile de generare, energia utilă este doar de 3%. Restul de energie se transmite fragmentelor rezultate din reacţie şi particulelor secundare care pot fi utilizate ce-i drept în continuare, sub formă de fascicule rapide.

Dacă ţinta (constituită în cazul nostru din electroni) s-ar deplasa cu viteză egală în întîmpinarea fasciculului de electroni bombardant, atunci în ciocnirile frontale care ar avea loc ar fi posibilă utilizarea integrală a energiei în reacţiile respective, întrucît centrul de inerţie al sistemului rămîne pe loc. Aceste considerente au folosit ca punct de plecare pentru utilizarea fasciculelor încrucişate şi realizarea inelelor de acumulare şi a acceleratoarelor cu dublu fascicul — fazotroanelor inelare.

În cazul electronilor, mai adecvate s-au arătat a fi inelele de acumulare — sisteme electromagnetice cu cîmp de ghidare constant în timp, echipate cu dispozitive de accelerare de mică putere, suficiente doar pentru compensarea pierderilor prin radiaţie. În aceste sisteme magnetice, în majoritatea lor cu focalizare slabă ($n<1$), fasciculul de electroni poate fi menţinut pe o orbită de echilibru timp suficient de îndelungat pentru acumularea numărului necesar de particule şi efectuarea experienţelor. Durata vieţii fasciculului este evident funcţie de calitatea vidului, căruia, aşa cum se va vedea în continuare, i se impun condiţii mult mai riguroase decît în cazul acceleratoarelor obişnuite. Pentru „umplerea" inelelor de acumulare se utilizează acceleratoare-injectoare independente (sincrotroane sau acceleratoare liniare), de energie corespunzătoare. Două inele de acumulare de acest gen au una sau mai multe porţiuni comune, făcînd astfel posibilă ciocnirea celor două fascicule.

Interesul deosebit de care se bucură aceste instalaţii în ultimul timp se datoreşte posibilităţilor într-adevăr remarcabile de obţinere a energiilor ultraînalte. Astfel, inelele de acumulare pentru electroni de la Stanford $E = 2 \times$ $\times$ 500 MeV pot realiza energia, care, în geometria obişnuită, ar putea fi obţinută doar cu un accelerator de 1 000 GeV. Este suficient să menţionăm că raza unui asemenea accelerator (considerînd $H = 10$ kOe) ar fi nu mai puţin decît de 3 km. În aceleaşi condiţii, posibilităţile inelelor de acumulare (proiectul ADONE — Italia) avînd raza medie de circa 16 m ar echivala cu acelea ale unui accelerator de 9 000 GeV a cărui rază ar trebui să fie de $\sim$27 km.

Utilizarea practică a avantajelor oferite de tehnica fasciculelor încrucişate este condiţionată însă de realizarea unui număr acceptabil de interacţiuni în regiunea de întîlnire. De aici rezultă necesitatea măririi numărului de particule accelerate în comparaţie cu situaţia în care fasciculul loveşte ţinte statice. Acest lucru se face prin acumularea, pe traiectoria de echilibru, a unui număr suficient de mare de „pachete" de electroni (bursturi). Întrucît, aşa cum s-a văzut, electronii în mişcare pe o traiectorie circulară radiază energie, mişcarea lor nu mai este hamiltoniană, iar limitările impuse de teorema lui Liouville, la acumularea protonilor în cazul nostru, îşi pierd valabilitatea. Posibilitatea de acumulare a electronilor nu este în realitate nemărginită, întrucît apar, după cum se va vedea, alte cauze limitative.

În prezent există cîteva instalaţii cu fascicule încrucişate de electroni ($e^-$, $e^-$) şi electroni-pozitroni ($e^-$, $e^+$), iar mai multe în stadiu de realizare şi proiectare. Experienţa acumulată pînă în prezent confirmă multe din prevederile teoretice iniţiale, fiind puse în evidenţă şi noi aspecte. Ne vom opri pe scurt numai asupra celor mai importante.

a) Calitatea vidului trebuie să fie mai bună de circa 100—10 000 ori decît în cazul acceleratoarelor, cînd $p \simeq 10^{-6}$ torr. Realizarea şi menţinerea vidului de ordinul $10^{-8} - 10^{-9}$ torr la care funcţionează majoritatea instalaţiilor de acest tip (tabela 2) sînt însă probleme destul de dificile. La acest vid înaintat în interiorul inelelor de acumulare există încă circa $10^8$part./cm$^3$ care, interacţionînd cu fasciculul, creează zgomot de fond şi limitează durata lui de viaţă.

b) Pentru a putea înregistra interacţiunile care ne interesează în experienţele cu fascicule încrucişate, se impune ca numărul acestora să depăşească cît mai mult fondul creat de gazul rezidual. În cazul împrăştierii electronilor pe electroni, calculele estimative arată că la $p =$ $= 10^{-9}$ torr, pentru ca fondul să fie mai mic cu un ordin de mărime, este necesar ca densitatea electronilor în fascicul să fie $n_e \simeq 3{,}5 \cdot 10^{10}$ electroni/cm$^3$. Rezultă deci că numărul de bursturi acumulat trebuie să fie de ordinul sutelor [13]. Dimensiunile $a$ ale unui burst de electroni din inelele de acumulare, considerat pe direcţiile verticală $z$, radială $r$ şi azimutală $\varphi$, sînt caracterizate prin relaţia : $a_z \ll a_r \ll a_\varphi$. Pentru exemplificare redăm valorile de calcul în cazul inelelor de acumulare de la Stanford : $a_\varphi \simeq 60$ cm, $a_r \simeq 5$ mm, $a_z \simeq 0{,}5$ $\mu$.

c) Probabilitatea de interacţiune a particulelor pe unitatea de timp $w'$ în experienţele cu fascicule încrucişate este proporţională cu numărul $N_i$ de particule în fiecare fascicul, cu secţiunea eficace a procesului respectiv $\sigma$, şi invers proporţională cu dimensiunile fasciculului $a_\varphi$, $a_r$, cu perioada de revoluţie $T_q$ a burstu-

lui de particule şi cu unghiul de intersecţie al fasciculelor $\xi$ [14]:

$$w' = \frac{2N_1 N_2 \sigma}{Tq\,\xi\, a_\varphi a_r} = L\sigma.$$

În tehnica inelelor de acumulare, coeficientul $L$ este denumit „luminozitate" şi determină eficacitatea instalaţiei respective.

d) În sfîrşit, s-a constatat că durata vieţii fasciculului este limitată în mod independent de diferiţi factori. Printre aceştia mai importanţi sînt: interacţiunea particulelor acumulate cu moleculele gazului rezidual şi în interiorul burstului, interacţiunea cu cîmpurile electrice produse de ionii pozitivi şi de efectul „imaginilor", pierderile prin radiaţii şi fluctuaţiile acestora etc.

Primele încercări cu fascicule încrucişate de electroni au fost făcute cu ajutorul inelelor de acumulare de $2\times500$ MeV de la Stanford, realizate în anul 1964. Circuitul magnetic al acestei instalaţii este conceput pe principiul focalizării slabe şi constă în două inele cu raza medie $R = 1{,}4$ m, în întrefierul cărora se creează un cîmp magnetic $H_0 = 12$ kOe. Inelele sînt asamblate din sectoare şi au o zonă comună, aşa cum se vede în figura 12. Injecţia se face cu un accelerator liniar ($E = 500$ MeV, $I = 8$ mA/impuls, frecvenţa de repetiţie $f = 60$ Hz), prin intermediul unor electromagneţi inflectori cu ferită. Fiecare inel este echipat cu cîte un rezonator de radiofrecvenţă, fazat în mod corespunzător cu sistemul de accelerare al injectorului ($f_0 = 25{,}4$ MHz), capabil să asigure $\Delta E = 20$ keV/tură. Durata efectivă a vieţii fasciculului în această instalaţie este de circa 30 de ore. Înregistrarea evenimentelor se poate face în zona comună cu ajutorul a 100 de contoare cu dispunere spaţială.

Încercările preliminare au arătat că, în zonele de întîlnire, fasciculele se resping. Efectul a putut fi compensat totuşi şi au fost înregistrate 77 de interacţiuni electron-electron [12].

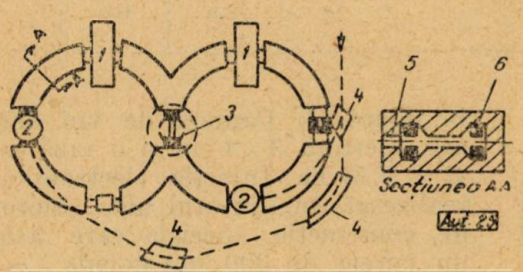



Fig. 12. Schema inelelor de acumulare de la Stanford. $A-A$ secţiune transversală printr-un sector al circuitului magnetic: *1* — rezonator de radiofrecvenţă; *2* — inflector pulsat; *3* — zona de detecţie; *4* — electromagneţi de comutare; *5* — porţiune detaşabilă a circuitului magnetic; *6* — înfăşurare de alimentare.

O altă instalaţie cu fasciculele încrucişate a fost realizată la Frascati (Italia). AdA (anello di accumulazione) diferă ca construcţie de instalaţia de la Stanford, întrucît particulele acumulate urmează a fi electroni şi pozitroni. Ambele fascicule pot fi plasate pe aceeaşi orbită, mişcarea lor făcîndu-se în sensuri diferite.

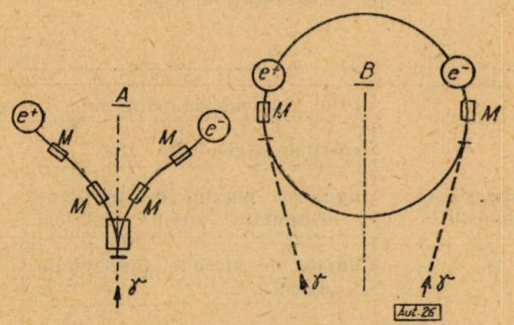



Fig. 13. Schema de injecţie în inelele de acumulare electroni-pozitroni ($M$-electromagneţi inflectori):

$A$ — conversie pe ţintă exterioară; $B$ — conversie pe ţintă interioară a unui sau a două fascicule de fotoni.

Circuitul magnetic AdA constă într-un miez central şi două juguri care delimitează întrefierul, în interiorul căruia este dispusă camera de vid, inelul de acumulare propriu-zis. Compensarea pierderilor prin radiaţie se face cu ajutorul unui rezonator de radiofrecvenţă care poate asigura o tensiune de accelerare cu amplitudinea de 10 kV. În afară de modul obişnuit de injecţie cu magnet inflector, la AdA a mai fost utilizată o schemă de umplere, întîlnită des în cazul injecţiei pozitronilor: inelul de acumulare este aşezat pe traiectul radiaţiei $\gamma$ obţinute de la un sincrotron; în interiorul camerei de vid radiaţia $\gamma$ este îndreptată pe o ţintă de tantal pentru a crea perechi $e^+ e^-$; electronii sau pozitronii astfel creaţi sînt captaţi pe orbita stabilă a inelului de acumulare; evident că prin rotirea corespunzătoare a inelului se pot capta şi particulele de sarcină opusă. Diferitele modalităţi de injecţie în inelele de acumulare de acest tip sînt redate în figura 13.

Caracteristicile principalelor instalaţii cu fascicule încrucişate sînt însumate în tabela 2.

În încheiere ne vom opri pe scurt asupra inelelor de acumulare ale Institutului de fizică nucleară din Novosibirsk (U.R.S.S.). Instalaţiile cu fascicule încrucişate VEP-1 şi VEPP-2 ale acestui institut permit efectuarea studiilor de împrăştiere a electronilor pe electroni şi pozitroni, la energii de sute de MeV. O caracteristică importantă a acestor instalaţii este că energia lor maximă ($2\times130$ MeV şi 1 500 MeV) nu este determinată de energia injectorului (40 MeV şi, respectiv, 150 MeV). Aceasta se realizează prin accelerarea suplimentară a particulelor acumulate prin variaţia cîmpului magnetic de ghidare al inelelor.

VEP-1 este compus din doi electromagneţi inelari cu aşezare verticală, aşa cum se vede

*Tabela 2*

**Parametrii principali ai inelelor de acumulare pentru electroni, în stadiul de încercări* sau în curs de realizare****

| Laboratorul şi denumirea instalaţiei | | Universitatea Stanford (S.U.A.)* | Laboratorul național Frascati (Italia) AdA* | Institutul fizico-tehnic Harcov* (U.R.S.S.) | Institutul de fizică nucleară Novosibirsk (U.R.S.S.) | | Laboratorul național Frascati (Italia) ADONE (etapa 2)** | Orsay (Franța) ACO** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | VEP-1* | VEPP-2** | | |
| Caracteristici generale | tipul particulelor acumulate | $e^-$, $e^-$, | $e^-$, $e^+$ | $e^-$, $e^-$ | $e^-$, $e^-$ | $e^-$, $e^+$ | $e^-$, $e^+$ | $e^-$, $e^+$ |
| | energia fasciculului, MeV | $2\times500$ | 250 | $2\times100$ | $2\times130$ | 1 400 | 1 500 | 450 |
| | numărul maxim de particule acumulate într-un fascicul | $6\cdot10^6$ — $10^{11}$ | $5\cdot10^7$ | | $5\cdot10^9$ | | $2\cdot10^{11}$ | |
| | durata de viață a fasciculului (calcul), h | 30 | 40 | | | | 30 | |
| | indicații bibliografice | [37] | [30] | [37] | [32] | [33] | [31] | [37] |
| Sistemul magnetic | sistemul de focalizare | slabă | | | | | grad. alt. | slabă |
| | indexul cîmpului magnetic, n | var. | 0,55 | 0,425 | 0,62 | 0,6 | 0,6 | 0,5 |
| | intensitatea cîmpului magnetic max., kOe | 12 | 14 | | 10 | 15 | 10 | 13,5 |
| | raza medie a orbitei, m | 1,4 | 0,61 | 0,5 | 0,43 | | 16,2 | 3,41 |
| | greutatea magnetului, t | 46 | 8,2 | | | | 350 | 50 |
| | apertura magnetului, $cm^2$ | $4,2\times12,5$ | $4,5\times9$ | | $3,5\times5$ | $13,5\times16$ | $6\times22$ | $6,5\times15$ |
| Injecția | tipul injectorului | accelerator liniar | | | sincrotron | | accelerator liniar | |
| | energia, MeV | 500 | 150—250 | | 40 | 150 | 375 | 250 |
| | intensitatea medie pentru electroni, mA | 1 | | | $10^{-4}$ | 2 | 25 | |
| Sistemul de radiofrecvență | numărul cavităților de accelerare | 2 | 1 | | 1 | 1 | 2—3 | |
| | frecvența tensiunii de accelerare, MHz | 36,3 | 147 | | | 25 | 8,9 | 14 |
| | numărul armonicii | 1 | 2 | | 2 | 1 | 3 | |
| | amplitudinea tensiunii de accelerare, kV | 40 | 10 | | | | 180—250 | |
| | puterea de rf. instalată, kW | 60 | 1 | | 12 | 250 | 100 | |

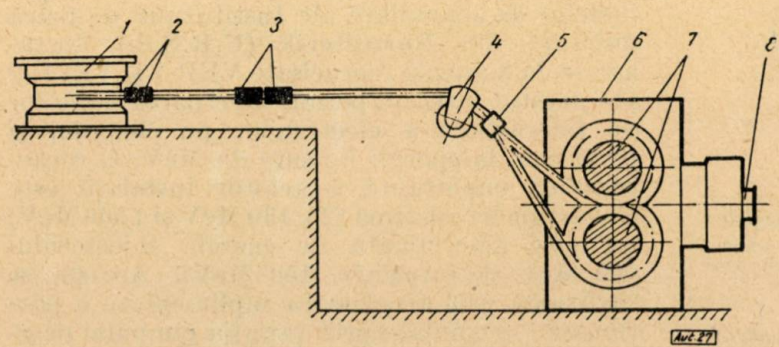



Fig. 14. Schema instalației cu fascicule încrucișate VEP-1 :
*1* — sincrotron injector ; *2* — electromagneți de corecție ; *3* — lentile magnetice cvadripolare ; *4* — electromagnet deflector ; *5* — electromagnet de comutare ; *6* — camera de vid ; *7* — miezul electromagneților ; *8* — flanșa pompei de vid.

în figura 14. Camera de vid inelară are apertura $3\times4$ cm şi o rază medie $R = 0{,}43$ m. Injecția electronilor se realizează cu ajutorul unui sincrotron de construcție specială care asigură un curent de 300 mA/impuls ($\sim10^{10}$ part./imp.) la o frecvență de repetiție de $\sim$ 0,06 Hz. Primele experiențe cu fascicule încrucișate s-au făcut aici la energia de 43 MeV (fără accelerare suplimentară), intensitatea curentului în fiecare fascicul fiind de $\sim$ 200 mA.

La VEPP-2 sînt de asemenea în curs experiențe preliminare la energiile de 100 MeV şi de 200 MeV. Acumularea

pozitronilor se face prin convertirea electronilor pe o plăcuţă de wolfram, coeficientul de conversie atingînd $\sim 10^{-5}$. Intensitatea maximă a curentului de pozitroni care a fost obţinută este de ordinul 0,4 mA ($10^8$ part.).

Deşi, în marea lor majoritate, experienţele cu ajutorul fasciculelor încrucişate sînt încă într-un stadiu preliminar, avantajele utilizării lor se întrevăd clar şi, de aceea, se elaborează noi proiecte de acest gen. Printre acestea amintim inelele de acumulare pentru electroni şi pozitroni la energia de 3 GeV, prevăzute a fi construite la Stanford. Alimentarea lor se va face cu ajutorul acceleratorului liniar de electroni ($E = 40$ GeV) în curs de realizare.

Precizarea dezvoltării viitoare a acceleratoarelor de electroni este foarte dificilă. Încă de pe acum au fost emise unele idei noi asupra posibilităţilor de accelerare a electronilor la energii ultraînalte, cum ar fi accelerarea cu ajutorul luminii. Perspectiva utilizării materialelor supraconductoare pentru rezonatoarele de înaltă frecvenţă şi ghidul de undă al acceleratoarelor liniare de electroni este, de asemenea, foarte promiţătoare. Rămîne ca viitorul apropiat să ne arate viabilitatea lor.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Indreaş, G. În: Automatica şi Electronica 7, 5, 218, 1963.

[2] Grecescu, M. În: Automatica şi Electronica 2, 1, 29, 1958.

[3] Zeytlenok, G. A. În: Atomnaia energhia 4, 5, 448, 1958.

[4] Waldner, O. A., Salnov, A. V. *Elektromagnitnie polia v diafragmirovannih volnovodnih lineinih elektronnih uskoritelei.* Moscova, 1963.

[5] Şalnov, A. V. *Lineinie uskoriteli.* Sbornik statei. Moscova, 1959.

[6] Leboutet, H. În: L'onde électrique 43, 435, 599, 1963.

[7] Walkinshaw, W. În: Proc. phys. Soc. 61, 246, 1948.

[8] Chu, E. L., Hansen, W.W. În: Journal of applied physics, 18, 996, 1947, şi 20, 280, 1949.

[9] Kitchen, S. ş.a. *Cavity design data for high-energy linear accelerators* (II). AECD-3589, 1953.

[10] Heifetz, S. A. *Elektronnii sinkrotron.* Erevan, 1963.

[11] Komar, E. G. *Uskoriteli zariajennih ciastiţ.* Moscova, 1964.

[12] Blewett, J. În: Nucleonics 6, 50, 1965.

[13] Schoch, A. În: Nuclear instruments and methods 11, 40, 1961.

[14] Alihanian, A. I. ş.a. În: Uspehi fiziceskih nauk 81, 1, 7, 1963.

[15] Chodorow, M. ş.a. În: Rev. sci. instr. 26, 134, 1955.

[16] Burnod, L. În: L'onde électrique 43, 435, 673, 1963.

[17] Silverman, A. ş.a. În: Bull. amer. phys. Soc. 2, 1, 59, 1956.

[18] Smars, E., Wernholm, O. În: Arkiv för Fysik, 7, 463, 1954.

[19] Kumagay, H. ş.a. *The design of the magnet for INS 1 BeV electron synchrotron.* Preprint INS-TH-27, 1957.

[20] Kumagay, H. ş.a. *Experiments on model magnets for 1 BeV electron synchrotron.* Preprint INS-TH-24, INS-TH-25, 1957.

[21] Kobayashi, Y. *Some problems of the power supply circuit for 1 BeV electron synchrotron.* Preprint INS-TH-26, 1957.

[22] Sasaki, H. ş.a. *Magnetic properties of yoke blocs for INS 1 BeV electron synchrotron.* Preprint INSJ-15, 1959.

[23] Yamada, R., Kobayashi, Y. *Pole piece of INS 1 BeV electron synchrotron.* Preprint INSJ-28, 1960.

[24] Horikoshi, G. ş.a. *The vacuum system of INS 1 BeV electron synchrotron.* Preprint INSJ-27, 1960.

[25] Nishikawa, T. ş.a. În: Journal of the physical Society of Japan 16, 10, 1817, 1961.

[26] Livingston, M., Schurcliff, W. În: Science 134, 3486, 1186, 1961.

[27] Schurcliff, W. *The Cambridge electron accelerator, a comprehensive account.* CEAL-1000, 1964.

[28] Beer, O. ş.a. În: Die Atomwirtschaft 7—8, 307, 1959.

[29] Bothe, W. În: Die Atomwirtschaft 7—8, 333, 1959.

[30] Bernardini, C. ş.a. În: Nuovo cimento 10, 18, 1293, 1960, şi 10, 23, 202, 1962.

[31] Amman, F. ş.a. *Proposta per la realisazione di un annello di accumulazione per elettroni e positroni da 1,5 FeV.* Laboratori nazionali di Frascati. Preprint 105, 1961.

[32] Budker, G. I. ş.a. În: Atomnaia energhia 19, 6, 498, 1965.

[33] Auslender, B. L. ş.a. În: Atomnaia energhia 19, 6, 502, 1965.

[34] *Symposium du CERN sur les accélérateurs de haute énergie,* vol. I. Geneva, 1956.

[35] *International conference on high energy accelerators.* CERN, Geneva, 1959.

[36] *International conference on high energy accelerators.* Brookhaven, 1961.

[37] *Proceedings of the international conference on high energy accelerators.* Dubna, p. 222, 227, 232, 235, 249, 274, 288, 295, 300, 332, 407, 420, 425, 430, 1963.

[38] Barton, M. Q. *Catalogue of high energy accelerators DNL.* 1961.

[39] Feodorov, N. D. *Kratkii spravocinik injenera fizika.* Moscova, 1961.

# ACTUALITĂŢI

## Calculatoare hibride

Între cele două tipuri consacrate de calculatoare automate, analogic şi cifric, îşi face loc din ce în ce mai mult, datorită posibilităţilor deosebite pe care le oferă, calculatoarele electronice hibride. Există numeroase variante de calculatoare care pot fi denumite hibride, adică realizate prin combinarea într-o unitate autonomă a anumitor proprietăţi sau/şi elemente care aparţin fie domeniului tehnicii analogice, fie

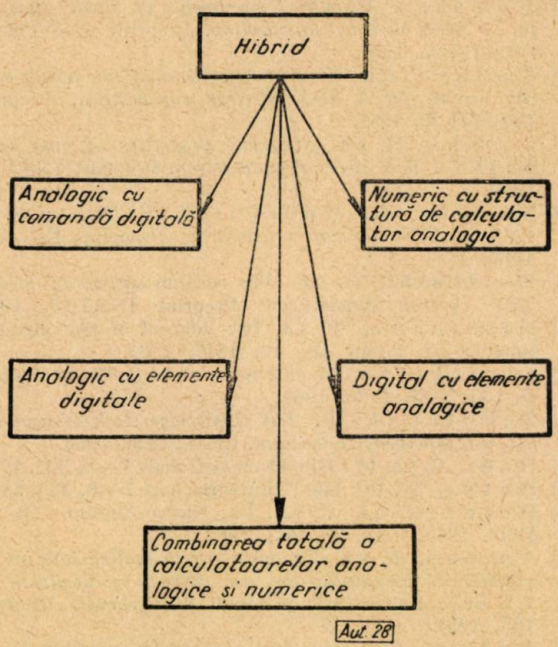



Fig. 1

domeniului tehnicii numerice. În figura 1 se face o clasificare a acestor variante.

Dintre acestea se pare însă că o extindere mai importantă nu au luat pentru moment decît două tipuri : calculatorul analogic cu comandă digitală şi ansamblul de calcul hibrid realizat prin cuplarea calculatorului digital cu cel analogic prin intermediul convertoarelor analog-numerice şi numeric-analogice.

Realizarea calculatoarelor hibride de calitate pune probleme îndeosebi părţii analogice a calculatorului, care trebuie să lucreze cu precizie ridicată într-o bandă mare de frecvenţe. De aceea, în astfel de calculatoare nu se mai pot utiliza elemente mecanice care au inerţie mare.

Din această cauză atît blocurile neliniare ale calculatoarelor hibride, cît şi sistemele de comandă ale amplificatoarelor operaţionale, se realizează numai cu elemente electronice. Pentru ca acestea să nu introducă erori supărătoare la schimbarea condiţiilor de funcţionare, se cere o proiectare deosebit de atentă, mai ales în ceea ce priveşte reducerea influenţei temperaturii.

În general, blocurile analogice de calcul din astfel de calculatoare sînt realizate pe bază de elemente cu siliciu. Amplificatoarele operaţionale cu transistoare cu siliciu, cu o tensiune de ieşire de $\pm 10$ V, au banda de frecvenţe mai mare decît 100 kHz şi o derivă comparabilă cu cea obţinută în amplificatoarele cu tuburi electronice.

Sistemul de comandă al calculatorului trebuie să lucreze la frecvenţe foarte mari. Chiar şi releele ultrarapide nu mai pot aduce nici un folos, iar comutatoarele realizate cu transistoare cu germaniu introduc erori în jurul punctului zero. Cele mai bune rezultate se obţin cu transistoare moderne, cu efect de cîmp. Cu astfel de circuite s-au obţinut timpi de întrerupere de 0,8 μs şi timpi de stabilire de 0,2 μs, neglijabili deci în raport cu duratele regimurilor tranzitorii ale amplificatoarelor.

Schema-bloc a unui calculator hibrid, din care rezultă în principiu modul de organizare al acestuia, este dată în figura 2.

Într-un astfel de sistem, valorile diferitelor mărimi analogice din calculatorul analogic sînt convertite în numeric şi trimise spre memorizare în memoria calculatorului cifric. De asemenea, din memoria acestuia, mărimile pot fi utilizate drept mărimi de intrare ale calculatorului analogic. Acesta din urmă este comandat în permanenţă de blocurile de intrare-ieşire, care sînt numerice ; aceste blocuri pot interoga starea oricărui bloc de calcul analogic sau digital al sistemului.

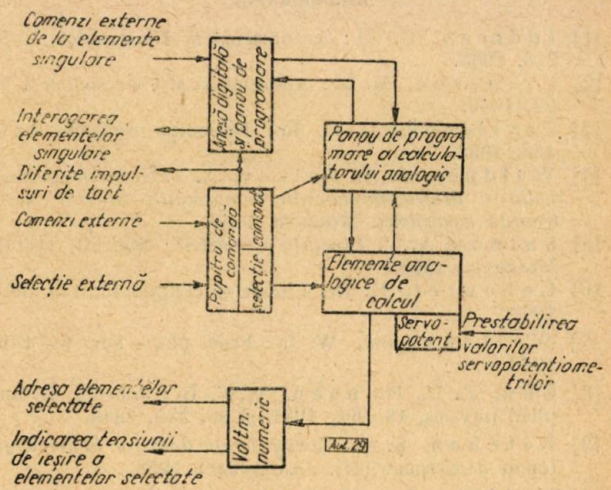



Fig. 2

Sincronizarea desfăşurării programului calculatorului digital cu frecvenţa de lucru a calculatorului analogic se face cu ajutorul unor impulsuri de ceas cu frecvenţa de repetiţie multiplă a bazei de timp a calculatorului analogic.

*Petre Dimo*

---

## Optimizări în automatizarea sistemelor energetice

Responsabilitatea conducerii unui sistem energetic constă în principal în producerea şi furnizarea energiei electrice la cerere, în condiţii tehnice prestabilite şi la cel mai redus preţ posibil. Pentru a îndeplini aceste sarcini este necesară soluţionarea unor probleme complexe de automatizare optimală în prezenţa limitărilor introduse de necesitatea de a se asigura continuitatea alimentării şi de a păstra frecvenţa sistemului ţinînd seamă de posibilităţile de producere şi distribuţie existente. Timpul la care se referă optimizarea în asemenea cazuri este cuprins între aproximativ 30 de ani pentru investiţia planificată şi fracţiuni de secundă în cazul reglării sau deconectării a părţi din sistem. Importanţa acestei probleme reiese din marele număr de studii asupra optimizării în sistemele energetice care apar în literatură sau sînt prezentate

la congresele internaţionale de automatică. În legătură cu aceasta menţionăm o importantă contribuţie românească prezentată la congresul din Londra din iunie 1966 al Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC), primită cu un interes deosebit de participanţi şi urmată de propuneri ale acestora în vederea aplicării metodei autorilor în practică [1].

Autorii metodei, prof. C. Penescu şi ing. V. Ionescu, pornesc de la concepţia că în prezent optimizarea complexă a unui sistem energetic înseamnă stabilirea, pentru fiecare unitate generatoare, a unei sarcini active şi reactive care să corespundă unui minim de cheltuieli — sau de combustibil — necesar pentru producerea energiei electrice. Valorile diferite ale puterii electrice trebuie însă să fie produse în condiţiile menţinerii frecvenţei sistemului şi a unui regim corespunzător de tensiuni în nodurile reţelei. Studiul arată o corelaţie care se stabileşte între tensiunile din noduri şi frecvenţa sistemului, şi propune o metodă originală de optimizare care asigură optimizarea funcţionării sistemului în ansamblu, nu numai a unităţilor componente considerate separat. Metoda se bazează deci pe corelaţia dintre reglarea automată a frecvenţei şi reglarea automată a tensiunii, fiind denumită din această cauză optimizarea complexă a funcţionării automate „frecvenţă-tensiune".

Referindu-ne în continuare la alte comunicări asupra acestei probleme, prezentate la congresul IFAC, menţionăm că optimizarea sistemului energetic care alimentează părţi europene şi asiatice ale U.R.S.S. este obţinută prin întrebuinţarea unei ierarhii de calculatoare la diferite nivele ale sistemului. În descrierea dată de Stakhanov [2] s-a precizat că în sistemul considerat sînt cinci nivele de automatizare şi un număr egal de algoritme pentru calculatoarele Ural-2 întrebuinţate. Trebuie observat că aceste calculatoare nu sînt deosebit de puternice şi necesită 97 min pentru a calcula un program optimal pentru 24 h. Cu toate acestea, rezultatele sînt încurajatoare şi se estimează o reducere de aproximativ 3% în costul combustibilului pentru un subsistem cuprinzînd 12 centrale termice şi 4 centrale hidro.

O influenţă importantă asupra cererii o au condiţiile atmosferice. O metodă a fost propusă [3] pentru a prezice sarcinile sistemului pe baza evidenţei cererilor din trecut şi ţinînd seamă de dependenţa cererilor de condiţiile atmosferice zilnice. Se propune realizarea unui model meteorologic din care se elimină variaţiile pe durată lungă, păstrîndu-se numai variaţiile de la o zi la alta datorită fluctuaţiilor vremei — soare, vînt etc. Metoda a fost aplicată în unele experimentări off-line şi on-line cu un calculator Argus. S-a constatat că se pot face previziuni cu aproximativ jumătate de oră înainte în experimentările off-line şi cu o eroare mai mică decît 0,5%. În cazul experimentărilor on-line, erorile au depăşit 2% şi pot fi atribuite lipsei unor elemente de măsură corespunzătoare. Cu toate că aceste experimentări sînt în fază preliminară, sînt de aşteptat de pe acum progrese interesante în automatizarea sarcinilor sistemelor pentru perioade scurte.

O concepţie nouă pentru automatizarea producţiei de energie într-un sistem energetic alimentat de centrale termice, hidro şi de centrale cu acumulări prin grupare se bazează pe constatarea că unele centrale sînt adecvate pentru a face faţă fluctuaţiilor cererilor de energie, în timp ce altele funcţionează mai economic cu sarcină fixă [4]. Autorii propun introducerea de filtre pe liniile de control ale fiecărei centrale, şi anume filtre trece-sus pentru centralele care pot prelua sarcini variabile şi filtre trece-jos pentru celelalte. Se descriu metodele de proiectare a filtrelor şi se apreciază reducerile de cost obţinute într-un sistem simplu cu două centrale.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Penescu, C., Ionescu, V. *Complex optimization of power systems by means of frequency-voltage regulation.* Congres IFAC, Londra, iunie 1966.

[2] Stakhanov, V. S. *Elements of optimum power complex computer control algorithm.* Congres IFAC, Londra, iunie 1966.

[3] Farmer, E. D., Potton, M. J. *The prediction of load on a power system.* Congres IFAC, Londra, iunie 1966.

[4] Cuenod, M., Durling, A. *Optimum fitting method and its application to dynamic economic dispathing of power systems.* Congres IFAC, Londra, iunie 1966.

## Problemele de viitor programate pentru studiere în domeniul automatizării în U.R.S.S.

Comitetul naţional al automatizării din U.R.S.S., în conferinţa care a avut loc în septembrie 1965, a conceput un program de activitate în domeniul automaticii, din care reproducem următoarele:

— dezvoltarea de noi principii pentru proiectarea sistemelor automate complexe bazate pe o folosire largă a calculatoarelor;

— dezvoltarea teoriei sistemelor optimale în prezenţa limitărilor, ţinînd seamă şi de structura elementelor componente ale dispozitivului de automatizare;

— stabilirea metodelor pentru aplicarea sistemelor adaptive pentru instalaţii complexe, atunci cînd nu se cunosc date asupra structurilor;

— dezvoltarea bazelor teoretice pentru metode de automatizare probabilistice;

— stabilirea metodelor de optimizare statistice, în special acelea care permit conducerea proceselor cît mai aproape de optim;

— cercetări pentru stabilirea de algoritme simple pentru sisteme autoorganizate cu funcţionare aproape de optim;

— cercetări pentru stabilirea unei teorii a sistemelor mari şi complexe, cuprinzînd stabilirea de criterii pentru aprecierea calităţii funcţionării acestor sisteme;

— dezvoltarea metodelor automate pentru a face sinteza echipamentului de automatizare cu ajutorul calculatoarelor analogice şi numerice;

— proiectarea şi aplicarea calculatoarelor hibride, cuprinzînd dezvoltarea metodologiei pentru rezolvarea problemelor pe ansamble hibride;

— dezvoltarea metodelor pentru descrierea matematică a sistemelor mari şi a structurilor standardizate pentru diferite clase de procese, inclusiv a metodelor pentru obţinerea rapidă a sistemelor avînd dimensiuni mari;

— stabilirea de metodologii pentru a întocmi rapid algoritme pentru conducerea sistemelor largi cu ajutorul calculatoarelor numerice;

— crearea de sisteme unificate care să aibă o concepţie constructivă unificată pentru întrebuinţare largă;

— stabilirea de principii ştiinţifice pentru proiectarea schemelor de automatizare pe baza unor elemente funcţionale standardizate, adică pentru analiza şi sinteza schemelor cuprinzînd elemente cu funcţionare continuă şi discretă;

— dezvoltarea unui sistem unitar de calculatoare compus din unităţi modulare, avînd în vedere realizarea unei siguranţe mari de funcţionare;

— cercetări pentru a se stabili elementele de automatizare, telemecanică şi componentele de calculatoare, întrebuinţînd fenomene noi fizice, chimice şi biochimice;

— stabilirea de metode statistice pentru studiul siguranţei în funcţionare, atunci cînd sînt cunoscute în mod incomplet siguranţa în funcţionare a elementelor componente şi condiţiile de funcţionare a sistemului;

— dezvoltarea unei teorii structurale pentru siguranţa în funcţionare şi a metodelor de sinteză a circuitelor avînd o durată optimă;

— introducerea largă a metodelor economice pentru determinarea eficienţei introducerii sistemelor automate şi dezvoltarea în continuare a criteriilor pentru aspectele economice ale automatizărilor.

Desigur că progresele care se aşteaptă de la rezolvarea problemelor de mai sus, în aplicarea lor practică, vor justifica eforturile de cercetare deosebit de mari pe care le implică aceste preocupări.

# Concepţiile actuale în schemele de automatizare ale coloanelor de distilare

Coloanele de distilare cu preluări de produse laterale prezintă probleme de automatizare deosebit de complexe. Buclele de reglare care determină calitatea produselor şi bilanţul lor sînt complexe, mai puţin eficiente în mod direct şi deseori interdependente. În literatură s-au precizat în ultimul timp unele scheme complexe care s-au dovedit eficiente în practică [1]. Pentru a separa prin distilare un amestec de N componenţi în N produse pure sînt necesare N-1 coloane. Este însă uneori posibil să se separe trei componenţi A, B şi C într-o singură coloană, luînd pe A la vîrful coloanei, pe B la mijloc şi pe C la baza coloanei. Această posibilitate depinde de puritatea care se cere produsului B, de relativa volatilitate a componenţilor şi de compoziţia amestecului. Dacă produsul B este lichid, se obţin rezultate bune cînd procentul de component A este mic şi cînd A este foarte volatil. Cu toate avantajele economice care rezultă din întrebuinţarea unei coloane de distilare care separă trei produse A, B şi C, automatizarea este în acest caz mai dificilă decît în coloanele convenţionale, pentru că sînt mai multe grade de libertate. Buclele de reglare care determină calitatea produsului şi acelea care stabilesc bilanţul material sînt mai complexe, mai puţin directe, deseori mai sensibile şi mai interdependente. Deseori se constată efecte staţionare şi tranzitorii nedorite, datorite schimbărilor staţionare sau tranzitorii în proporţiile lichidelor sau gazelor componente.

În figura 1a şi 1b se dau scheme moderne propuse pentru asemenea coloane, atunci cînd produsul B este un lichid. Această figură ilustrează două metode pentru a aplica o reglare preventivă care ţine seamă de schimbări în debitul de alimentare. Schema din figura 1a cuprinde elemente avînd funcţiile de transfer $G_1(S)$ şi $G_2(S)$ adecvate. Această schemă

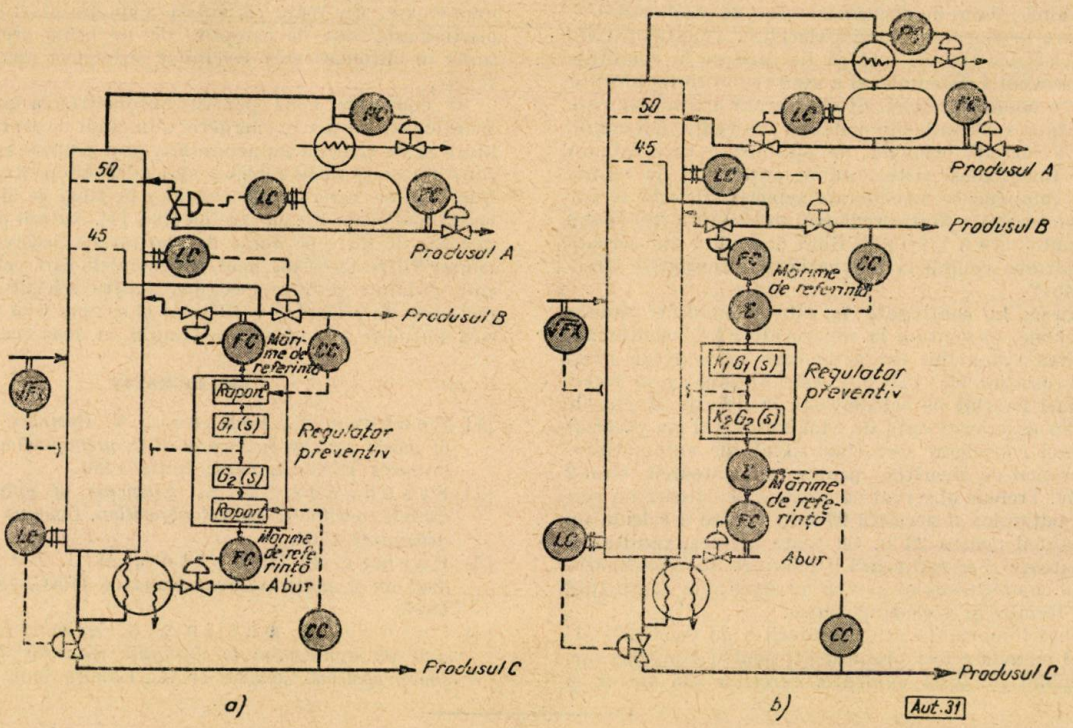



Fig. 1

schimbă însă raportul staţionar R/F şi V/F între reflux şi abur, pe de o parte, şi debitul de alimentare F, pe de alta, pentru a compensa alte perturbaţii, precum compoziţia debitului sau entalpia, presiunea aburului, temperatura apei de răcire etc. Cu schema din figura 1b, R/F şi V/F nu se modifică în regim staţionar datorită altor perturbaţii. Rezultă deci că pentru perturbaţii care nu sînt asociate cu alimentarea, schema 1b trebuie preferată, în timp ce schema 1a trebuie adoptată în cazul perturbaţiilor legate în special de alimentare.

## BIBLIOGRAFIE

[1] Luyben, W. L. *10 schemes to control distillation columns with sidestream drawoff.* Seventh national ISA chemical and petroleum instrumentation symposium, mai 1966.

*I. Papadache*

# Tematica revistei „Automatica și Electronica" pe anul 1967

## I. PROBLEME TEORETICE FUNDAMENTALE

1. Sisteme automate neliniare, autoadaptive, autooptimale și autoinstruibile.
2. Calculul static al sistemelor automate.
3. Identificarea proceselor.
4. Analiza sistemelor automate cu ajutorul calculatoarelor.
5. Probleme de multiprogramare a calculatoarelor universale.
6. Teoria sistemelor de impulsuri.
7. Noi circuite și dispozitive electronice pentru automatica și tehnica calculului.
8. Probleme de telemecanică.

## II. ÎN DOMENIUL AUTOMATICII

1. Noi elemente de automatizare și telemecanică în diverse ramuri industriale și în special în domeniul chimiei, metalurgiei, construcții de mașini etc.
2. Automatizarea complexă în industria din țara noastră.
3. Criterii economice de optimizare a proceselor din diferite domenii industriale.
4. Controlul centralizat în industrie.
5. Calculatoare electronice în conducerea proceselor din centralele electrice, industria chimică, metalurgică, constructoare de mașini etc.
6. Probleme de organizare și întreținere a instalațiilor de automatizare din întreprinderile industriale.
7. Probleme de organizare și dimensionare a unui centru de calcul.
8. Teoria și practica în automatică.
9. Probleme tehnico-economice ale automatizării.

## III. ÎN DOMENIUL ELECTRONICII

1. Aparatură electronică pentru măsurarea mărimilor fizice.
2. Redresoare de putere folosind semiconductori.
3. Aplicații ale electronicii în medicină, biologie etc.
4. Aparatura electronică, automatică și telemecanică.
5. Circuite electronice integrate.

## IV. ÎN DOMENIUL ELEMENTELOR ȘI DISPOZITIVELOR DE AUTOMATIZARE

1. Noi tipuri de regulatoare unificate hidraulice și pneumatice pentru automatizare.
2. Acordarea regulatoarelor.
3. Dimensionarea și alegerea elementelor de execuție electrice, hidraulice și pneumatice.
4. Importanța reducerii tipurilor de elemente și dispozitive de automatizare.
5. Noi elemente de telemecanică.
6. Componente radio pentru aplicații profesionale.
7. Supraconductivitatea și aplicațiile ei.
8. Noi materiale semiconductoare.
9. Noi aliaje magnetice de mare permeabilitate.
10. Magneți din pulberi metalice.
11. Durabilitatea și siguranța în funcționare a componentelor radio, aparaturii electronice și de automatizare.


**COMITETUL DE REDACȚIE**

Prof. ing. C. Penescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. Florea — redactor responsabil adjunct; ing. I. Bătrîna; dr. ing. S. Călin; ing. E. Deatcu; dr. ing. M. Drăgănescu; ing. D. Damsker; ing. I. Felea; ing. A. Milea; ing. N. Mirea; ing. I. Papadache; conf. ing. R. Stere; ing. Gh. Ștefănescu; ing. I. Teodorescu; ing. V. Zercicov.



Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația: București, str. Ion Ghica, nr. 3, raion Tudor Vladimirescu, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România, filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: 30 lei anual. Costul unui exemplar: 5 lei. Tiparul: Intreprinderea poligrafică „Informația", str Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 4108.

*Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr.* 10/6734/1966.

40545

# SOMMAIRE

CD 621.398 :621.376.56.017.1

*Duma, M.* : **L'analyse de l'efficacité de certains procédés de protection corrélative, utilisés dans les systèmes téléméeaniques à code d'impulsions.**

Automatica şi Electronica 11, no. 1, jan—févr 1967, p. 1–3

On analyse l'efficacité des méthodes de répétition et de confirmation automatique des signaux discrets transmis en télémécanique.

---

CD 621.382.333.3 :681.32/33

*Brăileanu, Gr.* : **L'étude du fonctionnement du transistor dans la région de saturation, dans un régime de compensation de la tension résiduelle émetteur — collecteur.**

Automatica şi Electronica 11, no. 1, jan—févr 1967, p. 4–9

On présente un mode original d'utilisation du transistor, en régime d'interrupteur, dans les convertisseurs numériques-analogiques en vue d'assurer une précision supérieure à 0,05 %.

---

CD 621.398 :621.374 :621.311.1

*Vaisman, L.* et *Sasu, I.* : **Equipement de télémesure cyclique numérique destiné aux installations énergétiques.**

Automatica şi Electronica 11, no. 1, jan—févr 1967, p. 10–17

On décrit un équipement de télémesure cyclique numérique TELECIN destiné aux installations énergétiques, réalisé dans notre pays.

---

CD 621.398 :65.011 :519.2

*Deatcu, E.* : **L'analyse statistique de l'exploitation, méthode scientifique de détermination des conditions techniques pour la télémécanisation des processus de production.**

Automatica şi Electronica 11, no. 1, jan—févr 1967, p. 18–23

On expose une méthode de détermination des conditions techniques nécessaires pour la télémécanisation des processus de production, méthode qui utilise les données statistiques.

---

CD 517.9 :518.5 :681.31/33

*Dumitrescu, I.* : **Interpolations sur neuf points (dans le plan) pour les équations à dérivées partielles résolues à l'aide de la méthode des réseaux.**

Automatica şi Electronica 11, no. 1, jan—févr 1967, p. 23–28

On présente les formules d'interpolation pouvant être appliquées lors de l'élaboration des données numériques obtenues par l'intégration de l'équation Laplace, à l'aide des calculateurs électroniques ou des réseaux électriques de modelage.

---

CD 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.* : **La vitesse de commutation du circuit bi-stable Kaenel (I).**

Automatica şi Electronica 11, no. 1, jan—févr 1967, p. 29–33

Une méthode originale pour le calcul de la vitesse de commutation dans le cas d'un circuit bi-stable Kaenel, méthode qui tient compte des tolérances des éléments du circuit. La méthode est appliquée pour la détermination de la durée de résolution.

---

CD 621.384.634

*Indreaş, Gr.* : **Accélérateurs d'électrons pour des énergies élevées et ultra-élevées.**

Automatica şi Electronica 11, no. 1, jan—févr 1967, p. 33–45

On précise les principes de fonctionnement ainsi que la construction des accélérateurs d'électrons pour des énergies ultra-élevées : synchrotrons, accélérateurs linéaires et anneaux d'accumulation.

---



# CONTENTS

DC 621.398 :621.376.56.017.1

*Duma, M.* : **The analysis of the efficacy of some processes of correlative protection employed in the telemechanical systems with impulse codes.**

Automatica şi Electronica 11 nr. 1, jan—febr 1967, p. 1–3

The efficacy of repetition methods and of automatic confirmation of the discreet signals transmitted in telemechanics is analysed.

---

DC 621.382.333.3 :681.32/33

*Brăileanu, Gr.* : **Study of the transistor work in the saturation region, in a compensation regime of the transmitter-collector residual voltage.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, jan—febr 1967, p. 4–9

An original mode of the transistor utilization in switch regime, in numerical-analogical converters, for ensuring a better precision than 0,05 %, is presented.

---

DC 621.398 :621.374 :621.311.1

*Vaisman, L.* and *Sasu, I.* : **Equipment of numerical cyclical telemetering for power installations.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, jan—febr 1967, p. 10–17

An equipment of cyclical-numerical telemetering TELECIN for power installations, realized in our country, is described.

---

DC 621.398 :65.011 :519.2

*Deatcu, E.* : **The statistical analysis of the exploitation, scientific method in view to determine the technical conditions for the telemechanization of work processes.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, jan—febr 1967, p. 18–23

A method in view to determine the techrical conditions necessary for the telemechanization of work processes, by utilizing statistical data is presented.

---

DC 517.9 :518.5 :681.31/33

*Dumitrescu, I.* : **Interpolations on nine points (in plane) for partial derivative equations solved by the netting method.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, jan—febr 1967, p. 23–28

Are given these interpolation formula, applicable to the work of numerical data obtained by the integration of Laplace's equation by the aid of electronic calculators or modelling electrical networks.

---

DC 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.* : **The commutation speed of bistable circuit of Kaenel (I).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, jan—febr 1967, p. 29–33

The author presents an original calculating method of commutation speed, according to the tolerance of circuit elements, in case of the bistable circuit of Kaenel. The method is applied for the determination of resolution time.

---

DC 621.384 :634

*Indreaş, Gr.* : **Electron accelerators in high and ultrahigh energies.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 1, jan—febr 1967, p. 33–45

Are specified the work principles and the construction of electron-accelerators at ultrahigh energies : synchrotrons, linear-accelerators and accumulation rings.

---



MŰSZAKI KÖNYVTÁRI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

# MĂSURARE AUTOMATĂ

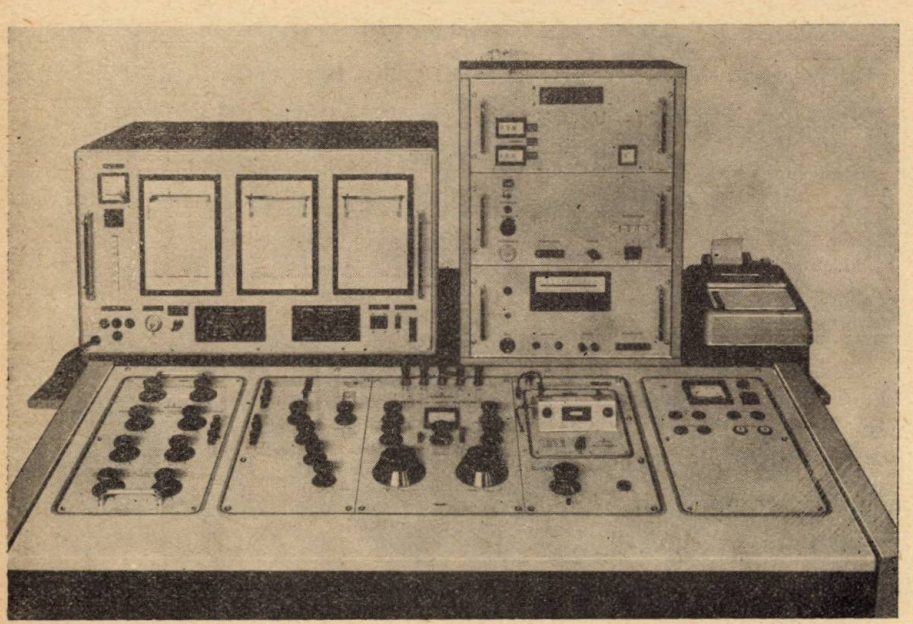
Tendința spre automatizarea măsurărilor duce la rezultate continuu înnoite în ceea ce privește dezvoltarea aparatelor și dispozitivelor de măsurat. Executarea automată a programelor de măsurare, memorizarea valorilor de măsură și prelucrarea analogă ori numerică în calculatoare sînt astăzi de la sine înțelese. Datorită gamei largi de aparate construite și livrate de noi, aceste progrese tehnice pot fi aplicate atît în problemele diverse de măsurare din industrie, cît și în diferite condiții de experimentare din cercetarea tehnică și științifică.

Cîntarele automate electromecanice raționalizează procesul de producție în multe ramuri industriale. Cromatografele permit un control automat al calității și purității gazelor și lichidelor în timpul producției. Aparatele automate pentru controlul rezistenței, capacității și cuplajului la cablurile multifilare pentru telecomunicații simplifică controlul calității și elimină erorile subiective. Voltmetrele și ohmmetrele numerice ale sistemului constructiv DIGIZET execută automat măsurări de precizie în cursul supravegherii, verificării și conducerii proceselor.

Difractometrul automat monocristal W. Hoppe determină parametrii cristalelor, necesari pentru analiza completă a structurilor cristaline complexe. Spectrometrul Röntgen multicanal împreună cu aparatul Röntgen KRISTALLOFLEX 4 analizează în timp foarte scurt probe solide și lichide simultan pentru maximum 7 elemente. Oscilograful universal cu spot luminos OSCILLOMAT U cu 36 de canale de măsurat permite rezolvarea tuturor problemelor de măsurare care apar în domeniul oscilografiei cu spot luminos, asigurînd desfășurarea automată a proceselor de măsurare.

Microscopul electronic de capacitate mare ELMISKOP I A satisface toate cerințele științei și tehnicii în ceea ce privește sensibilitatea (3 Å !), gama de mărire (200 pînă la aproximativ 380 000 : 1) și utilizarea universală.

Aparatură de măsurat pentru capacitate și tg δ cu autoadaptor înregistrator și instalație de prelucrare a valorilor de măsură, pentru controlul fără deteriorare al materialelor izolante de orice fel.



**SIEMENS**

Universalitate tehnică

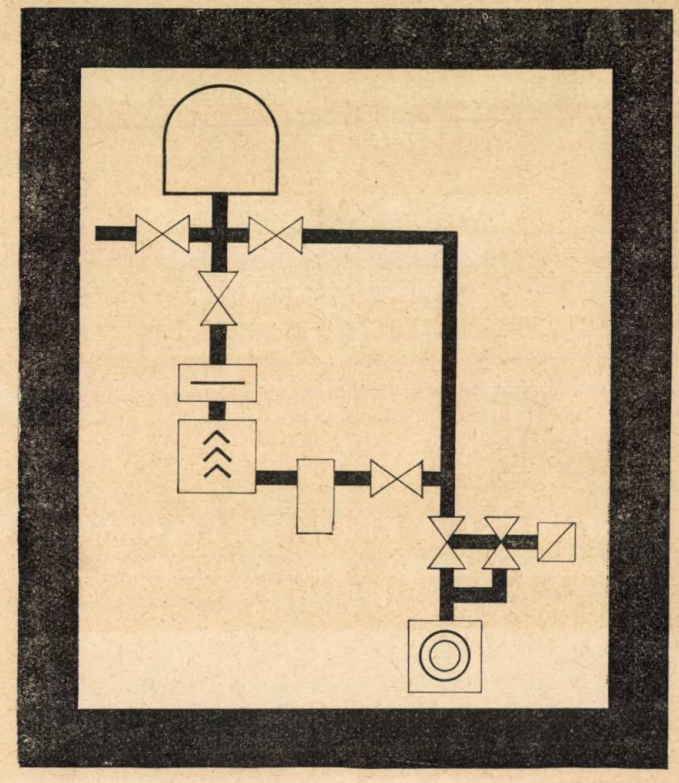
În întreprinderile SIEMENS lucrează 257 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicațiilor, al tehnicii de curent de înaltă tensiune și al tehnicii de măsurare și reglare, de la producția de transistoare pînă la construcția de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic. Cercetătorii și inginerii noștri se străduiesc în continuu să exploateze cele mai noi rezultate ale cercetării, cum și rezultatele practice obținute într-un sector anumit pentru a le folosi în toate celelalte sectoare.

Această universalitate a întreprinderilor SIEMENS pe întregul domeniu al electrotehnicii – un semn caracteristic al succesului lor – este de un deosebit folos fiecărui client al nostru : fiecare instalație construită de noi, fiecare aparat produs în uzinele noastre conține rezultatul tuturor experiențelor adunate și exploatate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală.

Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acționări speciale, dacă aveți intenția să construiți o centrală de forță, să automatizați o fabrică de laminate sau să măriți o rețea de telecomunicație, adică oriunde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziție în întreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificați.

SIEMENS & HALSKE AG
**7500 Karlsruhe**
Rheinbrückenstrasse 50
Republica Federală Germană

# Îmbunătăţiri decisive prin tehnica vidului înalt



la topirea în vid, sinterizarea şi alierea în vid a metalelor, la degazarea topiturilor, precum şi la turnarea în vid a oţelurilor speciale.

## Pompa noastră de difuzie cu ulei, de vid înalt, HVPO–120

serveşte pentru producerea de viduri înaintate de ordinul de mărime $10^{-3}$—$10^{-7}$ torr.

Domenii de aplicare : instalaţii de depunere prin evaporare, aparate electronooptice şi ionooptice, cuptoare cu vid înaintat, microscoape electronice, bancuri de pompare pentru industria producătoare de lămpi cu incandescenţă şi de tuburi electronice.

CARL ZEISS JENA

## VEB Carl Zeiss JENA

Reprezentanţa noastră de pe lîngă secţia comercială a Ambasadei R.D.G., Bucureşti, str. Demarat 8, raion Tudor Vladimirescu, telefon: 21.68.42


ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

*Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development*

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

# PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

*Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique*

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

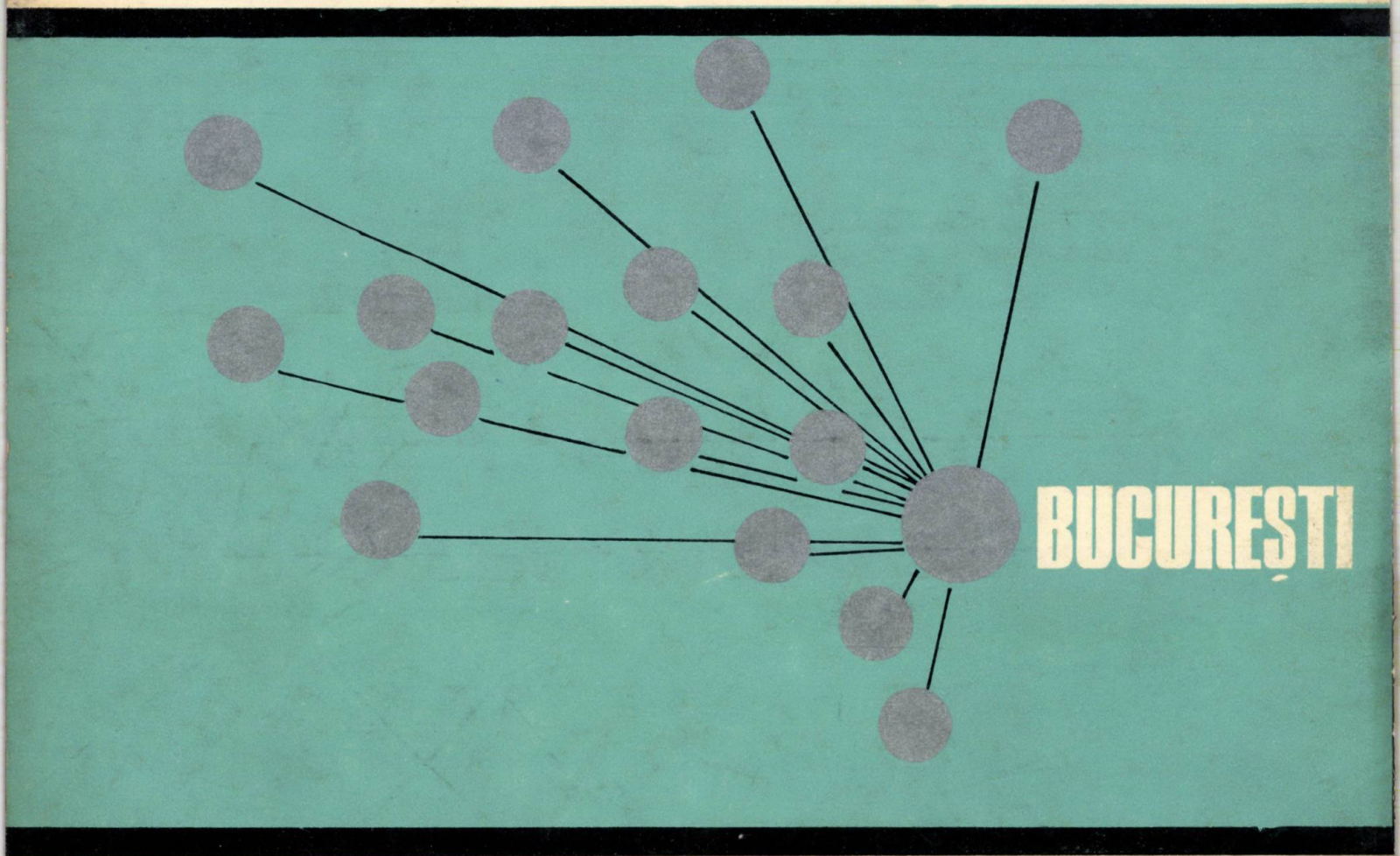
*Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt*

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF : 14.75.35

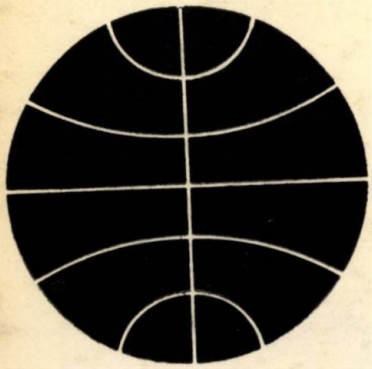
**N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1967. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À**

1967 MAR 9

**CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,**




**soit aux entreprises suivantes:**



**BULGARIE**
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

**TCHÉCOSLOVAQUIE**
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

**R. D. ALLEMANDE**
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

**POLOGNE**
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

**U.R.S.S.**
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

**GRANDE BRETAGNE**
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

**AUTRICHE**
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

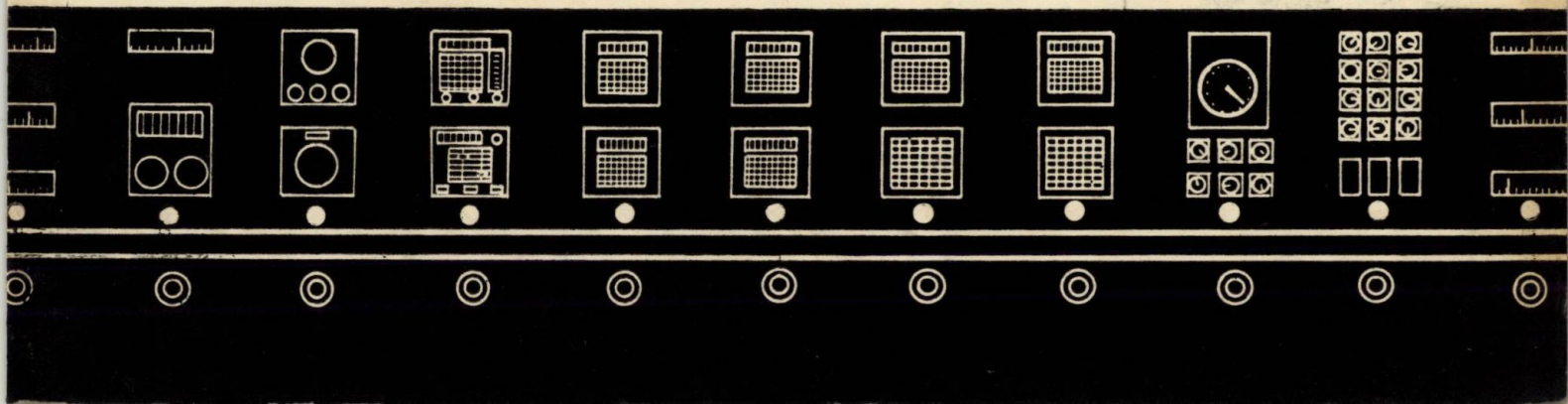
**FRANCE**
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E 2551

# AUTOMATICA și ELECTRONICA

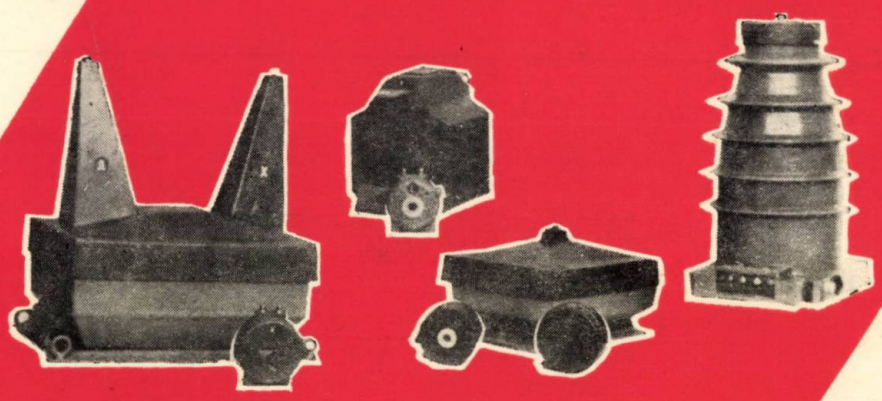
2

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 11 • Nr. 2 • MARTIE — APRILIE • 1967



posibilități largi de măsurare a curenților și tensiunilor mari

construcții comode, potrivite scopului
- gabarite și greutăți reduse prin folosirea înglobării în mase plastice



**TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ**

***pentru curenți 5-5000A/5A***
***pentru tensiuni 0,5-220kV/100V***
***clase de precizie 0,2 0,5 1 3***

# UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA

# AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 11 (1967), nr. 2 (martie-aprilie), p. 49—96

## CUPRINS

CZ 621.317.382.016.24 :621.382.3

*Cserveny, I.* şi *Biliboacă, F.* :

**Traductor static de putere activă.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 49—54

Se expun unele consideraţii teoretice şi, pe baza acestora, principiile de proiectare a unui traductor static pentru măsurarea puterii active în circuitele de curent alternativ monofazat.

CZ 621.375.4 :621.376.53

*Weiss, A.* şi *Davidovici, M.* :

**Multiplicator electronic.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 54—57

Se prezintă un multiplicator electronic realizat după principiul modulaţiei în impulsuri cu generarea unor impulsuri dreptunghiulare a căror amplitudine este proporţională cu o variabilă, iar durata cu altă variabilă.

CZ 621.373.442 :621.374.44

*Păpureanu, S.* şi *Radu, A.* :

**Generator de impulsuri dreptunghiulare în domeniul microsecundelor.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 57—59

Se descrie un generator de impulsuri dreptunghiulare de laborator, care permite varierea amplitudinii impulsului între 10 V şi 20 kV, a puterii între 50 W şi 250 kW, a duratei între 1 şi 4 μs şi a frecvenţei de repetiţie între 100 şi 800 Hz.

CZ 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.* :

**Viteza de comutare a circuitului bistabil Kaenel (II).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 59—61

Se determină frecvenţa limită de numărare şi divizare în cazul circuitului bistabil Kaenel ; sînt interpretate rezultatele obţinute în cele două părţi ale lucrării.

CZ 621.376.232.2.011.31

*Roisman, W.* :

**Modulator cu rezistenţă de intrare foarte mare, realizat cu diode stabilizatoare utilizate ca diode varicap.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 62—69

Se prezintă un modulator realizat cu diode Zener folosite drept capacităţi neliniare şi se demonstrează posibilitatea utilizării ca diode varicap a diodelor Zener din producţia curentă.

CZ 621.374.34 :621.395.664.3

*Teodoru, V.:*

**Numărător electronic nereversibil cu scădere paralelă.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 70—74

CZ 621.372.55 :621.385.21

*Marinesru, N.:*

**Metode de analiză a circuitelor regenerative cu diode tunel.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 75—82

CZ 621.646.1—543.2

*Marinoiu, V. şi Ploscaru, M.:*

**Robinete de reglare. Comportarea în regim static şi calculul de alegere.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 83—90

CZ 621.514.2—531.3

*Palade, D.* :

**Obţinerea aerului comprimat necesar aparaturii pneumatice de reglare.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, mart-april 1967, p. 90—92

**RECENZII** 93—94

**DOCUMENTARE** 94—95

COMITETUL DE REDACȚIE

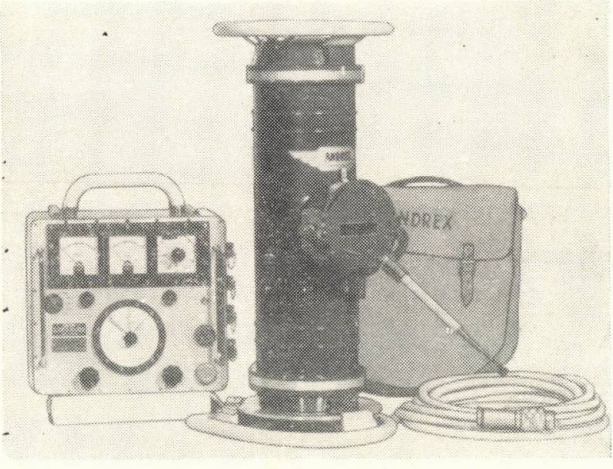
Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația: București, str. Ion Ghica, nr. 3, raion Tudor Vladimirescu, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România, filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: 30 lei anual. Costul unui exemplar: 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", str Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 5003.

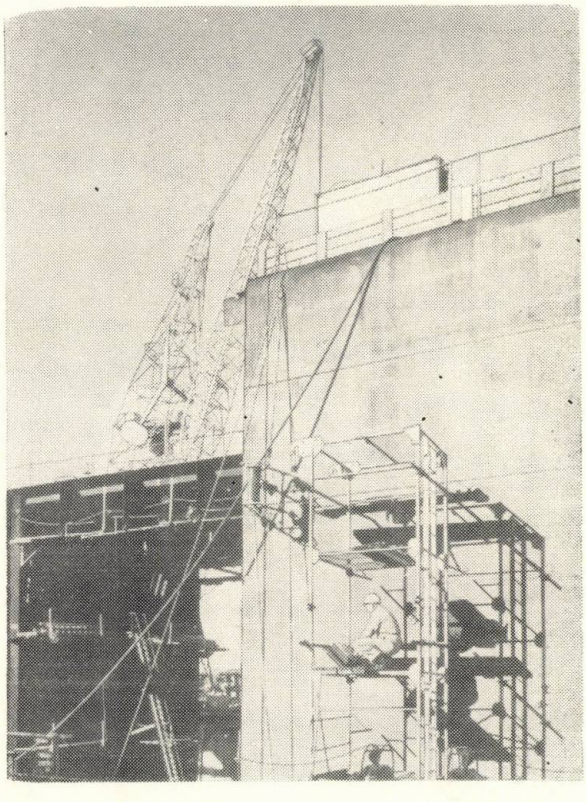
*Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/673/1966.*

# UNITĂȚI ANDREX DE RAZE X

## PENTRU SCOPURI INDUSTRIALE




- **Robuste și sigure în exploatarea pe teren sau fixă**
- **Greutate redusă și manipulare ușoară**
- **Unghi de iradiere mare pentru acoperirea filmelor de format mare**
- **Frecvență înaltă a curentului în tub pentru timpi de expunere reduși**



Furnizor

HOLGER ANDREASEN

ISLANDS BRYGGE 41

COPENHAGA — DANEMARCA

# Abonați-vă la revistele:

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

ELECTROTEHNICA

AUTOMATICA SI ELECTRONICA

# AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTA TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XI (pag. 49–96) nr. 2, martie–aprilie Bucureşti, 1967



Ing. I. CSERVENY şi ing. F. BILIBOACĂ


## Traductor static de putere activă

În ultimii ani, literatura de specialitate reflectă o intensă preocupare pentru realizarea de traductoare de putere activă, reactivă şi aparentă. Aceste aparate sînt utilizate în schemele de automatizare din diferite sectoare industriale, în special în automatizările electroenergetice, avînd ca scop obţinerea la ieşire a unui curent continuu sau a unei tensiuni continue proporţionale cu mărimea de intrare a traductorului. Mărimea de intrare este puterea activă, reactivă sau aparentă (monofazată sau trifazată) care se măsoară întotdeauna pe partea de joasă tensiune a instalaţiilor electrice, adică în aval de transformatoarele de intensitate şi tensiune. Aceasta înseamnă că traductoarele de putere trebuie construite pentru maximum 5 A şi 100 V.

În prezenta lucrare se studiază numai traductoarele de tip monofazat, pentru măsurarea puterii active. Pentru celelalte tipuri de traductoare se vor da numai indicaţii sumare.

Alegerea unui anumit tip de traductor de putere activă se face în funcţie de următoarele performanţe: eroare mică de măsurare, siguranţă în funcţionare, construcţie robustă (cu volum redus) şi economică, sensibilitate mare.

Sensibilitatea traductorului se defineşte ca fiind raportul dintre mărimea de ieşire şi cea de intrare, în regim stabilizat (fig. 1):

$$K = \frac{U_e}{P} = \frac{U_e}{UI\cos\varphi}, \qquad (1)$$

unde:

$U_e$ este tensiunea la ieşirea traductorului;

$P$ — puterea măsurată;

$U$ — tensiunea de alimentare;

$I$ — curentul absorbit.

Sensibilitatea se exprimă în V/W sau, mai convenabil, în mV/W. Eroarea relativă de măsurare a traductorului în regim stabilizat este:

$$\varepsilon = \frac{U_e - KP}{KP} 100\%. \qquad (2)$$

Traductoarele de putere activă sînt clasificate în traductoare cu elemente în mişcare şi traductoare statice. Traductoarele cu elemente în mişcare se realizează prin transformarea wattmetrelor de construcţie obişnuită, cărora li se suprimă sistemul indicator. Aceste traductoare nu au luat o dezvoltare mare deoarece construcţia este scumpă şi complicată, iar prezenţa elementelor în mişcare duce la scăderea siguranţei de funcţionare.

În schemele de automatizări electroenergetice se folosesc aproape exclusiv traductoare de putere de tip static, echipate în majoritatea cazurilor cu elemente semiconductoare.

Principalele tipuri de traductoare statice sînt următoarele:

a. Traductoare pe bază de plăcuţe semiconductoare cu efect Hall. Elementele Hall realizează produsul dintre un curent de comandă şi o inducţie magnetică. Aceste două mărimi pot fi proporţionale, într-un anumit montaj, cu intensitatea şi cu tensiunea unui circuit electric, şi deci tensiunea de ieşire a elementului Hall va fi proporţională cu puterea activă

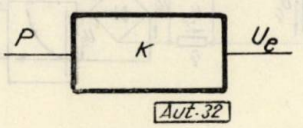



Fig. 1

din circuitul respectiv. Traductoarele de tip Hall sînt simple, robuste şi au o caracteristică statică perfect liniară. Principalul dezavantaj îl constituie sensibilitatea relativ redusă, ceea

ce implică introducerea în schemă a unor etaje amplificatoare.

b. Traductoare cu caracteristică neliniară cvasiparabolică. Se folosesc scheme transistorizate şi cu circuite magnetice în scopul obţinerii unei relaţii de dependenţă între mărimea de intrare $x$ şi mărimea de ieşire $y$ de forma :

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^2 + \ldots \quad (3)$$

Pentru a obţine ridicarea la pătrat este necesar să se anuleze toţi coeficienţii, cu excepţia lui $a_0$ şi $a_2$.

Operaţia necesită reglaje dificile. Aparatele de acest tip nu pot fi realizate cu o clasă de precizie mai bună decît 1,5 , ceea ce face ca utilizarea lor să nu fie recomandată.

c. Traductoare pe bază de efect Gauss. Sînt asemănătoare cu traductoarele cu elemente Hall, atît ca principiu de funcţionare, cît şi ca performanţe.

d. Traductoare cu circuite de ridicare la pătrat prin aproximarea parabolei cu porţiuni de linii drepte.

Se urmăreşte realizarea produsului dintre două mărimi de intrare $x$ şi $y$, conform relaţiei :

$$(x + y)^2 - (x - y) = 4\,xy. \quad (4)$$

Aceasta înseamnă că trebuie realizate suma şi diferenţa celor două mărimi ; schema necesită de asemenea două circuite de ridicare la pătrat.

Un asemenea traductor a fost realizat practic şi se descrie în cele ce urmează.

## 1. Schema şi principiul de funcţionare

În figura 2 se prezintă schema-bloc a traductorului de putere activă, în variantă monofazată. Traductorul modelează ecuaţia (4), obţinîndu-se la ieşire o tensiune continuă $U_e$ proporţională cu produsul $UI\cos\varphi$, în care $U$ este tensiunea de alimentare, $I$ — curentul absorbit

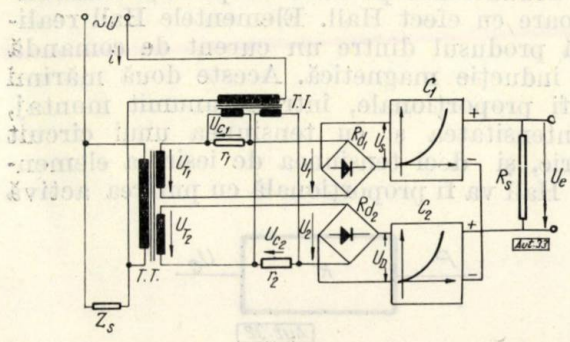



Fig. 2

de impedanţa de sarcină Zs, iar $\varphi$ — decalajul electric dintre curent şi tensiune.

Elementele schemei traductorului sînt următoarele :

$T.T.$ — transformator de tensiune, cu două înfăşurări identice, la bornele cărora tensiunile sînt $U_{T1}$ şi $U_{T2}$ ;

$T.I.$ — transformator de intensitate cu două înfăşurări secundare identice ;

$r_1, r_2$ — rezistenţele pe care debitează transformatorul de intensitate ;

$U_{c1}, U_{c2}$ — căderile de tensiune pe cele două rezistenţe ;

$R_{d1}, R_{d2}$ — punţi de redresare în montaj Graetz ;

$U_1, U_2$ — tensiunile de alimentare ale redresoarelor ;

$U_S, U_D$ — tensiunile redresate ;

$C_1, C_2$ — circuite de ridicare la pătrat ;

$R_s$ — rezistenţa de sarcină a traductorului.

### 1.1. *Deducerea ecuaţiilor de funcţionare*

Dacă se notează cu $K_T$ şi $K_I$ rapoartele de transformare ale lui $T.T.$ şi $T.I.$, vom avea :

$$u_{T1} = u_{T2} = K_T\,u\,;$$
$$u_{C1} = u_{C2} = K_I\,i$$

(se notează cu litere mici toate mărimile instantanee).

După cum reiese din schemă :

$$u_1 = K_T \cdot u + K_I \cdot i\,;$$
$$u_2 = K_T \cdot u - K_I \cdot i. \quad (5)$$

Luînd tensiunea de alimentare ca origine de fază, se obţine :

$$u = \sqrt{2}\cdot U \sin \omega t = U_{max}\cdot \sin \omega t\,;$$
$$i = \sqrt{2}\cdot I \sin(\omega t - \varphi) = I_{max}\cdot \sin(\omega t - \varphi).$$

Tensiunile de alimentare ale redresoarelor sînt :

$$u_1 = K_T \cdot U_{max}\cdot \sin \omega t + K_C \cdot I_{max}\cdot \sin(\omega t - \varphi) = U_T \cdot \sin \omega t + U_c \cdot \sin(\omega t - \varphi)\,;$$

$$u_2 = K_T \cdot U_{max}\cdot \sin \omega t - K_C \cdot I_{max}\cdot \sin(\omega t - \varphi) = U_T \cdot \sin \omega t - U_c \cdot \sin(\omega t - \varphi). \quad (6)$$

Aceste relaţii se mai pot scrie sub o altă formă, dacă $u_1$ şi $u_2$ sînt consideraţi ca fiind doi vectori care fac, cu originea de fază, unghiurile $\theta_1$ şi $\theta_2$ :

$$u_1 = \sqrt{U_T^2 + U_C^2 + 2\,U_T U_C \cos\varphi}\cdot \sin(\omega t - \theta_1)\,;$$

$$u_2 = \sqrt{U_T^2 + U_C^2 - 2\,U_T U_C \cos\varphi}\cdot \sin(\omega t - \theta_2).$$

Componentele continue obţinute prin redresarea tensiunilor $u_1$ şi $u_2$ vor fi :

$$U_S = \frac{2}{\pi}\sqrt{U_T^2 + U_C^2 + 2U_T U_C \cos\varphi}\,;$$

$$U_D = \frac{2}{\pi}\sqrt{U_T^2 + U_C^2 - 2U_T U_C \cos\varphi}. \quad (7)$$

Notaţiile $U_S$ şi $U_D$ au semnificaţia de tensiune-sumă şi tensiune-diferenţă. Prin ridicarea la pătrat a tensiunilor $U_S$ şi $U_D$ (cu o constantă $K_p$ a circuitelor de ridicare la pătrat) şi scăderea tensiunilor rezultate se obţine tensiunea de ieşire :

$$U_e = (U_1^2 - U_2^2)\ K_p = \frac{8}{\pi} K_p' \cdot U_T U_C \cos \varphi. \quad (8)$$

Înlocuind pe $U_T$ şi $U_C$ se obţine în cele din urmă :

$$U_e = \frac{16}{\pi^2} K_p' \cdot K_T \cdot \sqrt{2} U \cdot K_C \cdot \sqrt{2} I \cos \varphi =$$

$$= K \cdot UI \cos \varphi = KP. \quad (9)$$

Rezultă că tensiunea de ieşire este proporţională cu puterea activă măsurată de traductor.

1.2. *Calculul elementelor necesare pentru proiectarea circuitelor de ridicare la pătrat*

Se pune problema ridicării la pătrat a tensiunilor $U_D$ şi $U_S$. Pentru aceasta se folosesc scheme transistorizate la care se obţine o caracteristică parabolică între mărimea de intrare $x$ şi cea de ieşire $y$, în vederea modelării ecuaţiei $y = Kx^2$ (fig. 3).

Deoarece nu poate fi realizată o dependenţă perfect parabolică, se impune aproximarea parabolei prin porţiuni de linie dreaptă. Alegerea numărului de porţiuni de linie dreaptă şi a coordonatelor respective se face în baza calculului erorilor. În cele ce urmează se expune pe scurt acest calcul.

Curba $(C)\ y = Kx^2$ se aproximează pe intervalul $x_n$, $x_{n+1}$, avînd abscisa cuprinsă între $x_n$ şi $x_{n+1}$, cu dreapta $(D_n)$.

Eroarea pe intervalul $x_n$, $x_{n+1}$ este :

$$\varepsilon = y\,(D_n) - y\,(C). \quad (10)$$

Eroarea este nulă în punctele $x = x_n$ şi $x = x_{n+1}$. Se pune problema determinării variaţiei erorii cînd $x$ variază în intervalul $\delta$. Ecuaţia dreptei $(D_n)$ este :

$$\frac{y_{Dn} - y_n}{y_{n+1} - y_n} + \frac{x - x_n}{x_{n+1} - x_n}. \quad (11)$$

Ţinînd seamă că $y_n = Kx_n^2$ şi $y_{n+1} = K\,(x + \delta)^2$, rezultă :

$$\frac{y_{Dn} - Kx_n^2}{K\,(x_n + \delta)^2\ K\ x_n^2} = \frac{x - x_n}{\delta}. \quad (12)$$

Deci aici se obţine :

$$y_{Dn} = K\,(x - x_n)\,(2\,x_n + \delta) + Kx_n^2. \quad (13)$$

Ecuaţia parabolei fiind $y_{(c)} = Kx^2$, rezultă eroarea :

$$\varepsilon = y_{(Dn)} - y_{(c)} = K\,(2x_n + \delta)(x - x_n) + Kx_n^2 - Kx^2 =$$

$$-Kx^2 + K \ldots (2\,x_n + \delta)\,x - Kx_n\,(x_n + \delta). \quad (14)$$

Rezultă că $\varepsilon$ variază neliniar cu $x$.

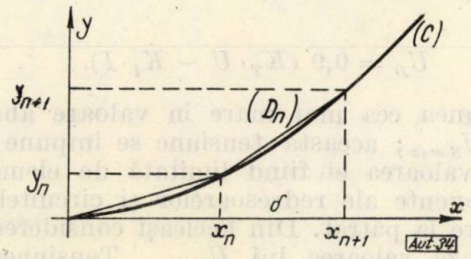



Fig. 3

Interesează eroarea maximă ; în acest scop este necesar să se anuleze derivata :

$$\frac{d\varepsilon}{dx} = 0\ ;$$

$$-\,2\,Kx + K\,(2\,x_n + \delta) = 0.$$

De aici rezultă :

$$x = \frac{2x_n + \delta}{2}. \quad (15)$$

Înlocuind în relaţia (14), rezultă expresia erorii maxime :

$$\varepsilon_{max} = \frac{K}{4}(2x_n + \delta)^2 - K\ x_n\ (x_n + \delta) = \frac{K\delta^2}{4}. \quad (16)$$

Cunoscînd eroarea absolută, se calculează eroarea relativă :

$$\varepsilon_r\,\% = \frac{\varepsilon_{max}}{y_{(c)}|_{max}} \cdot 100 = \frac{(5\delta)^2}{x^2|_{max}}. \quad (17)$$

Această relaţie permite să se calculeze intervalul $\delta$ dacă se impune eroarea relativă $\varepsilon_r$ şi se cunoaşte $x_{max}$.

Cunoscînd intervalul de variaţie a lui $x$, se poate determina, în continuare, numărul de intervale de aproximare :

$$n_{ap} = \frac{x_{max} - x_{min}}{\delta}. \quad (18)$$

Pentru proiectarea efectivă a circuitelor de ridicare la pătrat este necesar să se cunoască variaţia mărimii de intrare, adică trebuie să se calculeze valorile maxime şi minime ale tensiunilor $U_D$ şi $U_S$.

Deoarece schema unui redresor este în punte Graetz, rezultă că între tensiunile pe partea

de curent alternativ şi cele pe partea de curent continuu există relaţiile :

$$U_S = 0{,}9\ U_1 \text{ şi } U_D = 0{,}9\ U_2.$$

În ipoteza cos $\varphi = 1$, cele două tensiuni redresate vor fi :

$$U_S = 0{,}9\ (K_T \cdot U + K_I \cdot I);$$
$$U_D = 0{,}9\ (K_T \cdot U - K_I \cdot I). \tag{19}$$

Tensiunea cea mai mare în valoare absolută este $U_{S\,max}$; această tensiune se impune dinainte, valoarea ei fiind limitată de elementele componente ale redresoarelor şi circuitelor de ridicare la pătrat. Din aceleaşi considerente se limitează valoarea lui $U_{D\,min}$. Tensiunea $U_S$ atinge valoarea maximă cînd $U$ este maxim şi $I$ este maxim, iar $U_D$ atinge valoarea minimă cînd $U$ este minim şi $I$ este maxim.

Deci dacă se admit variaţii ale tensiunii de + 10% şi — 15% de la valoarea nominală, vom obţine :

$$U_{S\,max} = 0{,}9\ [K_T\ (U_{nom} + 0{,}1 \cdot U_{nom}) + K_I \cdot I_{nom}];$$
$$U_{D\,min} = 0{,}9\ [K_T\ (U_{nom} - 0{,}15 \cdot U_{nom}) - K_l \cdot I_{nom}]. \tag{20}$$

Deoarece $U_{S\,max}$ şi $U_{D\,min}$ sînt impuse, cele două ecuaţii (20) servesc la determinarea rapoartelor de transformare ale lui *T.T.* şi *T.I.*

Rezultă :

$$K_T = \frac{0{,}54}{U_n}\ (U_{S\,max} + U_{D\,min});$$
$$K_I = \frac{0{,}48\ U_{S\,max} - 0{,}63\ U_{D\,min}}{I_n}. \tag{21}$$

Valorile lui $U_{S\,min}$ şi $U_{D\,max}$ se determină, după ce s-au calculat rapoartele de transformare, din relaţiile :

$$U_{Smin} = 0{,}9\ [0{,}85 \cdot K_T \cdot U_{nom} + 0];$$
$$U_{Dmax} = 0{,}9\ [1{,}1\ K_T \cdot U_{nom} + 0], \tag{22}$$

deoarece corespund cazului $I = 0$.

În continuare se determină numărul de trepte de aproximare din relaţia (18), după ce s-a impus valoarea maximă admisibilă a erorii relative.

### 1.3. *Dimensionarea circuitelor de ridicare la pătrat*

Ca date iniţiale de proiectare este necesar să se cunoască $U_{Smin}$, $U_{S\,max}$, $U_{D\,min}$, $U_{D\,max}$ şi numărul de trepte de aproximare (în cazul nostru $n_{ap} = 4$).

Schema celor două circuite de ridicare la pătrat este indicată în figura 4. Elementele componente şi notaţiile din schemă sînt următoarele (indicele *S* înseamnă „circuit sumă", iar indicele *D*, „circuit diferenţă") :

$R_S^S$, $R_S^D$ — rezistenţe de sarcină ;
$U_S$, $U_D$ — tensiuni de intrare ;
$U_e^S$, $U_e^D$ — tensiuni de ieşire ;

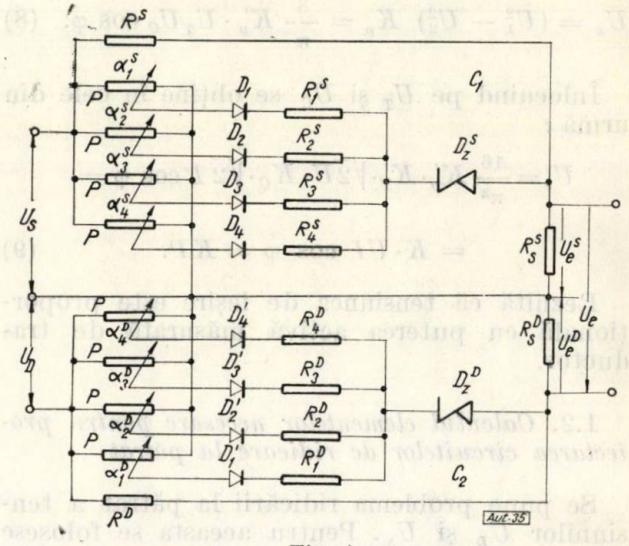



Fig. 4

$P$ — potenţiometre cu ajutorul cărora se stabilesc coeficienţii $\alpha$ ;
$D$ — diode cu germaniu de tip EFD — 108 ;
$D_z$ — diode Zener de tip ZL5.

Cvadratorul $C_1$ ridică la pătrat tensiunea $U_S$, cuprinsă între $U_{S\,min}$ şi $U_{S\,max}$. Valoarea rezistenţelor potenţiometrelor $P$ este astfel calculată încît cele patru diode din fiecare circuit de ridicare la pătrat să se deschidă pe rînd, la intervale de 1/4 din domeniul $\delta$ în care se modelează parabola. În acest fel se obţin patru linii drepte ce ating, la capetele intervalelor, aceeaşi valoare a tensiunii de ieşire ca tensiunea ideală de pe parabolă. Prima linie dreaptă de aproximare pleacă din origine.

Determinarea valorilor numerice ale elementelor circuitelor de ridicare la pătrat este arătată în capitolul 2. Rezistenţa totală de sarcină $R_S = R_S^S + R_S^D$ este dată de obicei prin tema de proiectare. Se recomandă ca rezistenţele $R_S^S$ şi $R_S^D$ să fie luate egale.

Coeficienţii $\alpha$ se determină din condiţiile de blocare a diodelor.

### 1.4. *Proiectarea transformatoarelor de tensiune şi intensitate*

Dimensionarea transformatoarelor se face după metoda obişnuită de proiectare a transformatoarelor monofazate de reţea, de mică putere [1]. Rapoartele de transformare se calculează din relaţiile (21). Pentru determi-

narea puterii active consumate este necesar să se calculeze rezistenţa echivalentă a traductorului, ţinîndu-se seamă de rezistenţa elementelor semiconductoare, dar neglijîndu-se rezistenţa firelor de legătură. Cele două transformatoare se proiectează după aceeaşi metodologie. În continuare se calculează pe rînd : curentul primar şi secundar, secţiunea conductorilor (impunîndu-se o densitate de curent de maximum 2,5 A/mm$^2$), secţiunea miezului magnetic, numărul de spire/V, numărul total de spire.

Pentru verificarea umplerii ferestrei circuitului magnetic se adoptă un factor de umplere de maximum 0,5 ; ţinînd seamă de faptul că există două înfăşurări secundare ale transformatoarelor, este necesar ca înfăşurările secundare să fie riguros identice, pentru a nu avea rezistenţe electrice diferite. În acest scop, după bobinarea înfăşurării primare, fereastra se împarte în două părţi egale, printr-un perete despărţitor perpendicular pe înfăşurarea primară.

## 2. Realizarea practică. Rezultate experimentale

Conform schemei descrise mai sus (fig. 5) s-a realizat un traductor static monofazat de putere activă cu următoarele date iniţiale : tensiunea de intrare 15 V, curentul nominal 5 A, factorul de putere cuprins între 0,7 şi 1, rezistenţa totală de sarcină 10 kΩ.

Pentru dimensionarea celor două circuite de ridicare la pătrat rezultă, conform formulelor (20) şi (22), următoarele limite de variaţie a tensiunilor :

$$U_{S\,max} = 12{,}15\ \text{V}; \quad U_{S\,min} = 7{,}65\ \text{V};$$

$$U_{D\,max} = 9{,}9\ \text{V}; \quad U_{D\,min} = 5{,}4\ \text{V}.$$

Numărul de trepte de aproximare, determinat după formula (18), cu condiţia ca eroarea

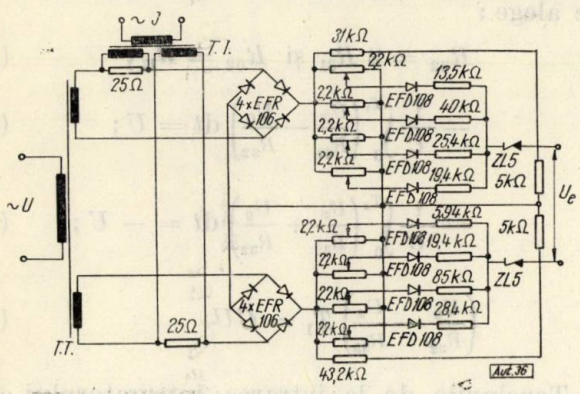



Fig. 5

relativă de aproximare să nu depăşească 1%, este :

$$n_{av} = 4.$$

Cunoscînd aceste date se poate trece la calculul elementelor din circuitele de ridicare la pătrat (fig. 1).

Ca diodă Zener s-a folosit dioda ZL5 care are tensiunea de stabilizare $U_z = -5$ V.

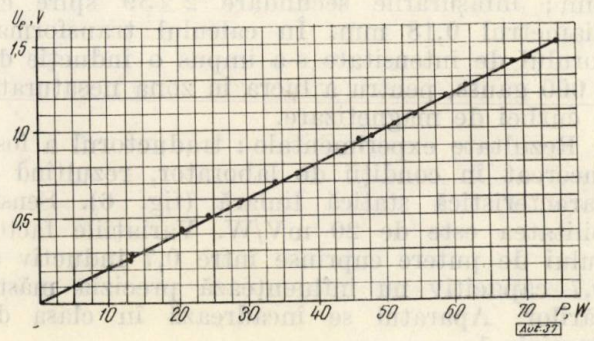



Fig. 6

Rezistenţele de sarcină $R_S^S$ şi $R_S^D$ s-au ales egale între ele şi egale cu 5 kΩ. Potenţiometrele $P$ s-au ales de 2,2 kΩ, pentru a avea un consum propriu redus.

Cvadratorul $C_1$ : rezistenţa $R^S$ (fig. 4) s-a determinat din formula :

$$U_e^S = \frac{R_S^S}{R^S + R_S^S} U_S, \tag{23}$$

rezultînd $R^S = 31$ kΩ. Coeficienţii $\alpha_1^S \ldots \alpha_4^S$ s-au determinat din condiţiile de blocare a diodelor :

$$U_S \cdot \alpha^S = U_e^S + U_z, \tag{24}$$

scrise în punctele $x_n$, $x_{n+1}$ ... (fig. 3). Rezistenţele $R_{1-4}^S$ s-au determinat din ecuaţiile de tensiune (aplicate cvadratorului $C_1$), de forma :

$$U_e^S = (U_S - U_e^S)\frac{R_S^S}{R^S} + \sum_1^4 (\alpha_i^S \cdot U_S - U_e^S - U_z)\frac{R_S^S}{R_i^S}, \tag{25}$$

scrise de asemenea în punctele de intersecţie a dreptelor de aproximare cu parabola. Înlocuind valorile numerice rezultă :

$$R_1^S = 13{,}5\ \text{k}\Omega; \quad R_2^S = 40\text{k}\Omega; \quad R_3^S = 25{,}4\ \text{k}\Omega;$$

$$R_4^S = 19{,}4\ \text{k}\Omega.$$

Cvadratorul $C_2$ : calculele se efectuează după aceleaşi formule ca la cvadratorul $C_1$ rezultînd :

$$R^D = 43{,}2\ \text{k}\Omega; \quad R_1^D = 28{,}4\ \text{k}\Omega; \quad R_2^D = 85\ \text{k}\Omega;$$

$$R_3^D = 19{,}4\ \text{k}\Omega; \quad R_4^D = 5{,}94\ \text{k}\Omega.$$

Transformatoarele T.T. şi T.I. au fost calculate conform metodelor de proiectare a transformatoarelor de mică putere, rezultînd următoarele date constructive :

Transformatorul de tensiune : circuitul magnetic format din 44 tole de tip E 18 ; înfă-

şurarea primară 145 spire cu diametrul 0,33 mm; înfăşurările secundare 2 × 118 spire cu diametrul 0,18 mm.

Transformatorul de intensitate: circuitul magnetic format din 73 tole de tip E 12,5; înfăşurarea primară 2 spire cu diametrul 1,3 mm; înfăşurările secundare 2×39 spire cu diametrul 0,18 mm. În calculul transformatorului de intensitate s-a impus o inducţie de 5 000 gauss, pentru a lucra în zona nesaturată a curbei de magnetizare.

Rezultate experimentale: traductorul a fost încercat în condiţii de laborator, rezultînd o caracteristică statică liniară (fig. 6). Sensibilitatea este de 20 mV/W. Variaţiile factorului de putere cuprinse între 0,7 inductiv şi 0,7 capacitiv nu influenţează precizia măsurărilor. Aparatul se încadrează în clasa de precizie 1.

### Concluzii

Din metoda de proiectare expusă şi din prezentarea rezultatelor experimentale rezultă că se pot obţine traductoare statice de putere echipate cu cvadratoare transistorizate, care satisfac cerinţele impuse traductoarelor folosite în automatizările electroenergetice.

Aceste tipuri de traductoare sînt robuste, au erori mici de măsurare, sînt relativ economice, se reglează uşor.

În cazul cînd este necesar să se obţină un traductor de putere aparentă în loc de putere activă, atunci tensiunile $U_{T1}$, $U_{T2}$, $U_{C1}$, şi $U_{C2}$ se redresează întîi, urmînd ca pe urmă să se facă suma şi diferenţa lor.

Montajul traductorului de putere activă poate fi folosit pentru măsurarea puterii reactive dacă se realizează un decalaj artificial cu $\pi/2$ al tensiunilor $U_{C1}$ şi $U_{C2}$ faţă de situaţia lor iniţială.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Lamoth, E. *Calculul transformatoarelor de reţea.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.

[2] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice,* vol. 1. Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1959.

[3] Kogan, B. I. *Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[4] Lăzăroiu, F. D. *Maşini electrice de mică putere.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

---

Ing. A. WEISS şi ing. M. DAVIDOVICI

# Multiplicator electronic

Una dintre metodele analogice folosite pentru multiplicarea a două mărimi este cea bazată pe modulaţia combinată în timp şi în amplitudine.

Schema multiplicatorului (fig. 1) conţine un circuit basculant Schmitt ($T_3$) care comandă comutatoarele electronice $A_4 + T_1$, $T_2$ şi $A_2 + T_{13}$, $T_{14}$, formate fiecare dintr-un amplificator operaţional cu cîte două circuite de reacţie. În funcţie de comanda circuitului basculant Schmitt, amplificatorului îi este conectată bucla de reacţie superioară sau inferioară, semnalul aplicat mai departe prin $R_{31}$, respectiv $R_{41}$, fiind nul sau egal şi de semn contrar cu semnalul aplicat la intrarea comutatorului.

Calea de sus din schema multiplicatorului, adică cea care conţine intrarea lui $U_x$, este canalul de timp, iar calea de jos este canalul de amplitudine. $U_0$ este o tensiune constantă de referinţă care este aplicată tot pe canalul de timp. Din relaţiile (1) — (5) rezultă că $U_0 > 0$, $\frac{U_0}{R_{32}} > \frac{U_x}{R_{33}}$ şi $U_0 = U_{xM} = U_{yM}$, pentru ca tensiunea de ieşire a multiplicatorului să nu depăşească tensiunea maximă de ieşire a elementelor de calcul:

$$-\frac{1}{C}\int_0^{T_1}\left(\frac{U_x}{R_{33}}+\frac{U_0}{R_{32}}-U_0\frac{R_{02}}{R_{11}}\frac{1}{R_{31}}\right)dt = U; \qquad (1)$$

se alege:

$$R_{32} = 2\,R_{31} \text{ şi } R_{02} = R_{11}; \qquad (2)$$

$$-\frac{1}{C}\int_0^{T_1}\left(\frac{U_x}{R_{33}}-\frac{U_0}{R_{32}}\right)dt = U; \qquad (3)$$

$$-\frac{1}{C}\int_0^{T_2}\left(\frac{U_x}{R_{33}}+\frac{U_0}{R_{32}}\right)dt = -U; \qquad (4)$$

$$\left(\frac{U_0}{R_{32}}-\frac{U_x}{R_{33}}\right)T_1 = CU. \qquad (5)$$

Tensiunile de la intrarea integratorului au forma unor impulsuri dreptunghiulare, iar la ieşirea integratorului au forma în dinţi de ferăstrău, variind ca amplitudine între — 25 V şi + 25 V; tensiunile corespund cu pragurile de basculare a circuitului Schmitt.

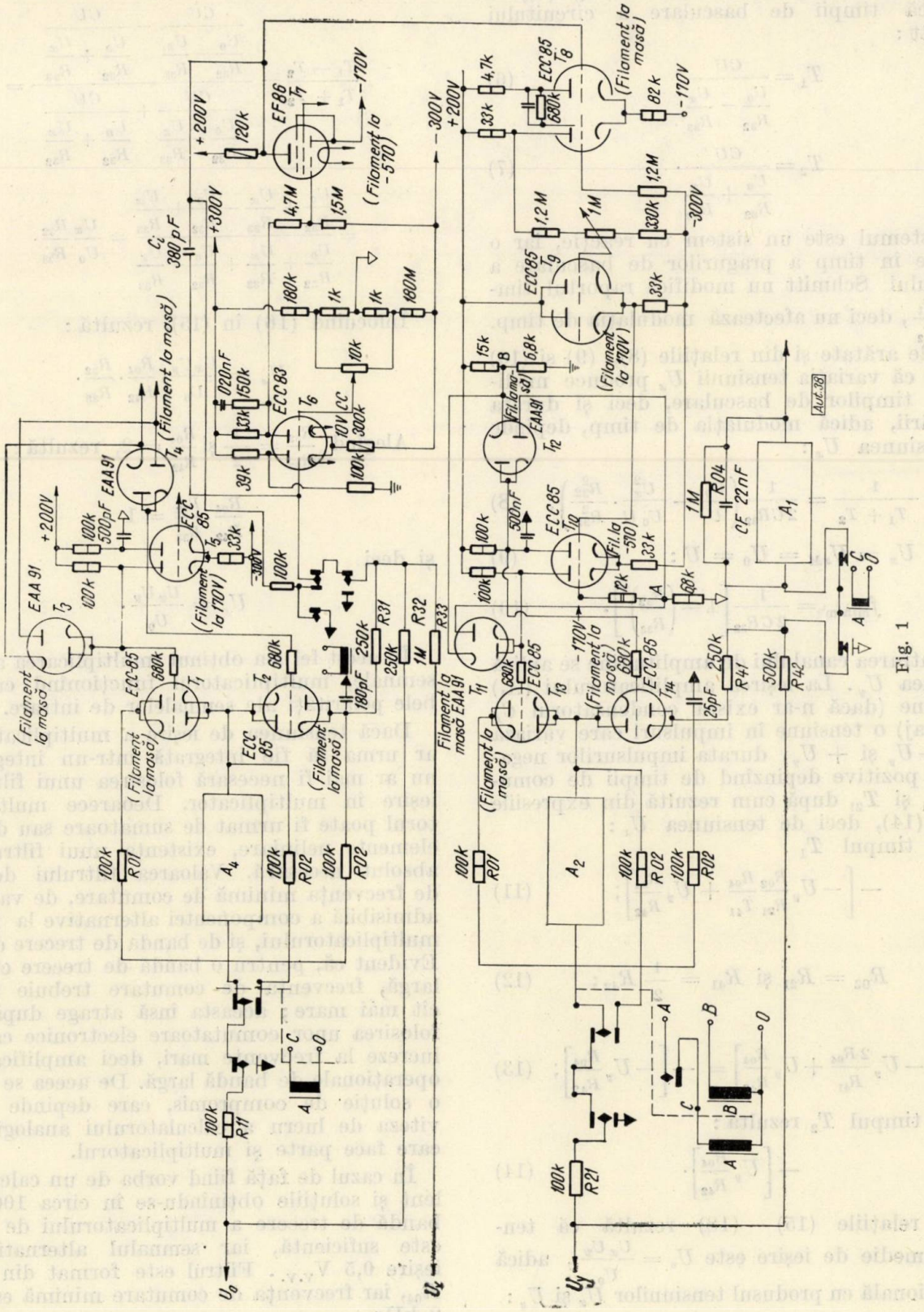

EAA 91
ECC 85
EF 86
ECC 83
(Filament la masă)
(Filament la 170V)
(Filament la -570)
+200V
+300V
-300V
-170V
Filament la masă EAA 91
$A_1$
$A_2$
$A_4$
$U_0$
$U_z$
$U_y$
Aut.38

Fig. 1

Numai panta tensiunii în dinţi de ferăstrău se modifică o dată cu variaţia tensiunii $U_x$ şi, după cum rezultă din relaţiile (6) şi (7), se modifică timpii de basculare a circuitului Schmitt :

$$T_1 = \frac{CU}{\frac{U_0}{R_{32}} - \frac{U_x}{R_{33}}}; \qquad (6)$$

$$T_2 = \frac{CU}{\frac{U_0}{R_{32}} + \frac{U_x}{R_{33}}}. \qquad (7)$$

Tot sistemul este un sistem cu reacţie, iar o variaţie în timp a pragurilor de basculare a circuitului Schmitt nu modifică raportul timpilor $\frac{T_1}{T_2}$, deci nu afectează modulaţia de timp. Din cele arătate şi din relaţiile (8), (9) şi (10) rezultă că variaţia tensiunii $U_x$ produce modificarea timpilor de basculare, deci şi durata comutării, adică modulaţia de timp, depinde de tensiunea $U_x$ :

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2CR_{32}}\left(\frac{U_0}{U} - \frac{U_x^2}{U_0 U}\cdot\frac{R_{32}^2}{R_{33}^2}\right); \qquad (8)$$

pentru $U_x = U_{xM} = U_0 = U$ : (9)

$$f_{minim} = \frac{1}{2CR_{32}}\left[1 - \left(\frac{R_{32}}{R_{33}}\right)^2\right]. \qquad (10)$$

La intrarea canalului de amplitudine se aplică tensiunea $U_y$. La ieşirea amplificatorului ($A_1$) se obţine (dacă n-ar exista condensatorul $C_F$ de filtraj) o tensiune în impulsuri care variază între $-U_y$ şi $+U_y$, durata impulsurilor negative şi pozitive depinzînd de timpii de comutare $T_1$ şi $T_2$, după cum rezultă din expresiile (11) — (14), deci de tensiunea $U_x$ :
pentru timpul $T_1$

$$-\left[-U_y\frac{R_{02}}{R_{21}}\frac{R_{04}}{T_{41}} + U_y\frac{R_{04}}{R_{42}}\right]; \qquad (11)$$

alegem

$$R_{02} = R_{21} \text{ şi } R_{41} = \frac{1}{2}R_{42}; \qquad (12)$$

rezultă

$$-\left[-U_y\frac{2R_{04}}{R_{41}} + U_y\frac{R_{04}}{R_{42}}\right] = -\left[-U_y\frac{R_{04}}{R_{42}}\right]; \qquad (13)$$

pentru timpul $T_2$ rezultă :

$$-\left[U_y\frac{R_{04}}{R_{42}}\right]. \qquad (14)$$

Din relaţiile (15) — (18) rezultă că tensiunea medie de ieşire este $U_e = \frac{U_x U_y}{U_0}$, adică proporţională cu produsul tensiunilor $U_x$ şi $U_y$ :

$$U_e = \frac{U_y T_1 - U_y T_2}{T_1 + T_2}\cdot\frac{R_{04}}{R_{42}} = U_y\frac{R_{04}}{R_{42}}\cdot\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}. \qquad (15)$$

Înlocuind $T_1$ şi $T_2$ cu expresiile (6) şi (7), rezultă :

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{\frac{CU}{\frac{U_0}{R_{32}} - \frac{U_x}{R_{33}}} - \frac{CU}{\frac{U_0}{R_{32}} + \frac{U_x}{R_{33}}}}{\frac{CU}{\frac{U_0}{R_{32}} - \frac{U_x}{R_{33}}} + \frac{CU}{\frac{U_0}{R_{32}} + \frac{U_x}{R_{32}}}} =$$

$$= \frac{\frac{U_0}{R_{32}} + \frac{U_x}{R_{33}} - \frac{U_0}{R_{32}} + \frac{U_x}{R_{33}}}{\frac{U_0}{R_{32}} + \frac{U_x}{R_{33}} + \frac{U_0}{R_{32}} - \frac{U_x}{R_{33}}} = \frac{U_x}{U_0}\frac{R_{32}}{R_{33}}. \qquad (16)$$

Înlocuind (16) în (15), rezultă :

$$U_e = \frac{U_x U_y}{U_0}\cdot\frac{R_{04}}{R_{42}}\cdot\frac{R_{32}}{R_{33}}. \qquad (17)$$

Alegînd $\frac{R_{32}}{R_{33}} = \frac{1}{2}$ şi $\frac{R_{04}}{R_{42}} = 2$, rezultă :

$$\frac{R_{04}}{R_{42}}\cdot\frac{R_{32}}{R_{33}} = 1 \qquad (18)$$

şi deci

$$U_e = \frac{U_x U_y}{U_0}.$$

În acest fel s-a obţinut multiplicarea a două semnale, multiplicatorul funcţionînd cu ambele polarităţi ale semnalelor de intrare.

Dacă tensiunea de ieşire a multiplicatorului ar urma să fie integrată într-un integrator, nu ar mai fi necesară folosirea unui filtru de ieşire în multiplicator. Deoarece multiplicatorul poate fi urmat de sumatoare sau de alte elemente neliniare, existenţa unui filtru este absolut necesară. Valoarea filtrului depinde de frecvenţa minimă de comutare, de valoarea admisibilă a componentei alternative la ieşirea multiplicatorului, şi de banda de trecere dorită. Evident că, pentru o bandă de trecere cît mai largă, frecvenţa de comutare trebuie să fie cît mai mare ; aceasta însă atrage după sine folosirea unor comutatoare electronice care să lucreze la frecvenţe mari, deci amplificatoare operaţionale de bandă largă. De aceea se caută o soluţie de compromis, care depinde şi de viteza de lucru a calculatorului analogic din care face parte şi multiplicatorul.

În cazul de faţă fiind vorba de un calculator lent şi soluţiile obţinîndu-se în circa 100 s, o bandă de trecere a multiplicatorului de 1 Hz este suficientă, iar semnalul alternativ de ieşire 0,5 $V_{v.v.}$. Filtrul este format din $C_f$ şi $R_{04}$, iar frecvenţa de comutare minimă este de 2 kHz.

Amplificatoarele operaţionale din schemă sînt cele prezentate în revista „Energetica" nr. 7

din 1963 şi cele folosite în calculatorul analogic IRME. Circuitul basculant Schmitt comandă, prin intermediul unui repetor catodic ($T_9$), două amplificatoare separatoare, din anodele cărora se preia semnalul de comandă al triodelor din buclele de reacţie ale amplificatoarelor operaţionale care constituie comutatoarele electronice.

Deoarece $U_{xM} = U_{yM} = 50$ V, tensiunea de comandă aplicată pe grilele triodelor din bucla de reacţie trebuie să fie mai mică decît $-50$ V şi mai mare decît $+50$. Pentru ca semnalele de comandă să fie practic egale în aplitudine, anodele amplificatoarelor separatoare au fost limitate prin diode la $\pm 60$ V. Din catoda repetorului catodic se pot lua semnalele de comandă date de circuitul basculant Schmitt şi se pot folosi şi pentru comanda altor canale de amplitudine, putînd efectua astfel multiplicarea unui semnal $U_x$ cu diferite semnale $U_y$. Integratorul are o amplificare mai mare decît 2 000 şi o bandă suficientă, pentru a permite integrarea la frecvenţa de comutare. Înainte de lucru, fiecare amplificator al multiplicatorului trebuie echilibrat, tensiunea de ieşire trebuind să fie zero. Tensiunea $U_0$ este chiar tensiunea de referinţă a maşinii ($\pm 50$ V), pentru ca semnalul de ieşire al multiplicatorului să nu depăşească $\pm 50$ V.

Curbele ridicate $U_{ieşire} = \frac{U_x U_y}{50}$ pentru diverşi $U_x$ şi diverşi $U_y$ pozitivi şi negativi au arătat că erorile nu depăşesc $\pm 0{,}3\%$, în cazul unor semnale de frecvenţă zero.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Kogan, B. I. *Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[2] Fifer, S. *Analogue computation*, vol. 2. New York, Mc Graw Hill, 1961.

[3] Huskey, H. şi Korn, H. *Computer handbook.* New York, Mc Graw Hill, 1962.


Ing. S. PĂPUREANU şi ing. A. RADU

# Generator de impulsuri dreptunghiulare în domeniul microsecundelor

Printre domeniile în care generatoarele de impulsuri au căpătat o largă răspîndire se numără şi tehnica nucleară. Aici, pe lîngă generatoarele de impulsuri de mare putere cu destinaţie specială (pentru acceleratoare de particule, instalaţii de producere a plasmei, solenoizi pentru producerea cîmpurilor magnetice intense etc.), numeroase lucrări necesită existenţa unor generatoare de impulsuri dreptunghiulare de putere medie, simple, mobile şi cu multiple posibilităţi de reglare a parametrilor impulsului.

În laboratorul de acceleratoare liniare al Institutului de fizică atomică, pentru diferite lucrări experimentale (studiul proprietăţilor materialelor magnetice şi izolante folosite în construcţia generatoarelor de impulsuri; studiul caracteristicilor de emisie în impuls ale catozilor cu oxizi elaboraţi aici, şi studiul opticii injectorului acceleratorului liniar de electroni) a fost conceput şi realizat un asemenea generator.

Generatorul construit permite reglarea continuă a amplitudinii şi frecvenţei de repetiţie a impulsurilor între 10 V şi 20 kV, respectiv între 100 Hz şi 800 Hz, şi a duratei în trepte între 1 μs şi 4 μs.

Acest generator de impulsuri (fig. 1) este compus din două etaje separate. Primul etaj

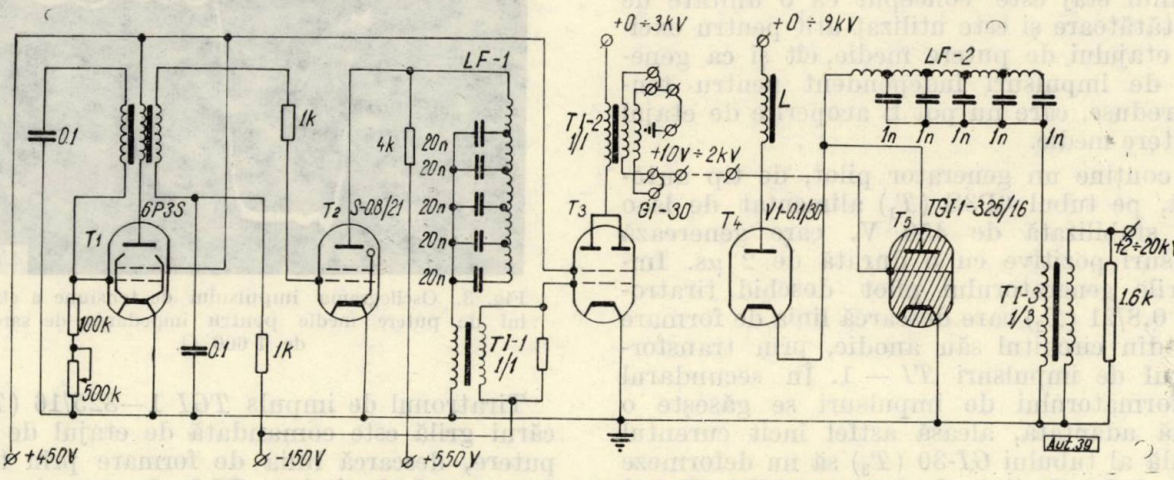



Fig. 1. Schema generatorului de impulsuri dreptunghiulare.

este un generator de impulsuri de mică putere (25 kW) care livrează impulsuri pozitive sau negative cu durata fixă de 2 μs şi amplitudinea variabilă între 10 V şi 2 kV.

Al doilea etaj este un generator de putere medie (250 kW) care livrează impulsuri negative de amplitudine variabilă între 2 kV şi 20 kV şi de durată, variabilă în trepte, de 1 μs, 2 μs şi 4 μs. El este comandat de etajul de mică putere menţionat mai sus.

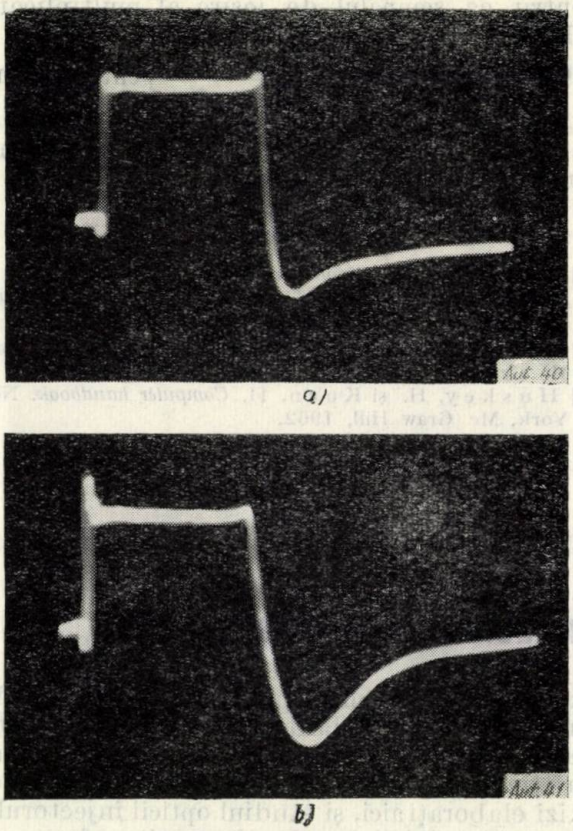


Fig. 2. Oscilogramele impulsului de tensiune ale etajului de mică putere:
a) pentru impedanţa de sarcină de 10 Ω; b) pentru impedanţa de sarcină de 5 000 Ω.

Primul etaj este conceput ca o unitate de sine stătătoare şi este utilizat atît pentru excitaţia etajului de putere medie, cît şi ca generator de impulsuri independent pentru tensiuni reduse, care nu pot fi acoperite de etajul de putere medie.

El conţine un generator pilot, de tip autoblocat, pe tubul 6P3S ($T_1$) alimentat de la o sursă stabilizată de 450 V, care generează impulsuri pozitive cu o durată de 2 μs. Impulsurile generatorului pilot deschid tiratronul S 0,8/21 ($T_2$) care descarcă linia de formare *LF*-1 din circuitul său anodic, prin transformatorul de impulsuri *TI* — 1. În secundarul transformatorului de impulsuri se găseşte o sarcină adaptată, aleasă astfel încît curentul de grilă al tubului *GI*-30 ($T_3$) să nu deformeze impulsul dat de linia de formare *LF*-1. Tubul $T_3$ se alimentează cu tensiune anodică reglabilă, fapt care permite variaţia în mod continuu a amplitudinii impulsului. Transformatorul de ieşire (*TI*-2) din anodul tubului $T_3$ are secundarul compus din două înfăşurări care pot fi montate în serie (pentru impedanţe de sarcină mare) sau în paralel (pentru impedanţe de sarcină mică), permiţînd funcţionarea generatorului pe o gamă foarte largă de valori ale impedanţei de sarcină (10 Ω — 5 kΩ), fără a strica forma impulsului. Această particularitate prezintă o importanţă deosebită, în special în cazul sarcinilor neliniare, cînd nu este posibilă o adoptare corectă a generatorului (de exemplu, la încercările diferitelor tipuri de catozi pentru injectorul acceleratorului liniar).

Izolaţia bună a lui *TI*-2 permite punerea la masă a oricărui capăt al bobinajului secundar şi obţinerea impulsurilor cu polaritatea dorită.

În figura 2 sînt prezentate oscilograme ale impulsurilor generatorului pe diferite impedanţe de sarcină.

Constructiv, generatorul de impulsuri de mică putere este montat pe un şasiu, într-o carcasă metalică de dimensiunile : $500 \times 280 \times 310$ mm³ şi cîntăreşte circa 15 kg.

În exploatare, generatorul s-a dovedit simplu de manevrat şi foarte robust, suportînd de nenumărate ori întreruperi sau scurtcircuitări ale impedanţei de sarcină.

Etajul de putere medie (fig. 1) este alimentat de la o sursă de tensiune redresată, reglabilă, de la care se încarcă rezonant (prin inductanţa $L$ şi kenotronul $T_2$) linia de formare *LF*-2.

Valoarea inductanţei de separare $L$ este astfel aleasă încît frecvenţa de repetiţie maximă să fie mai mică sau cel mult egală cu dublul frecvenţei de rezonanţă a circuitului de încărcare al generatorului [1].

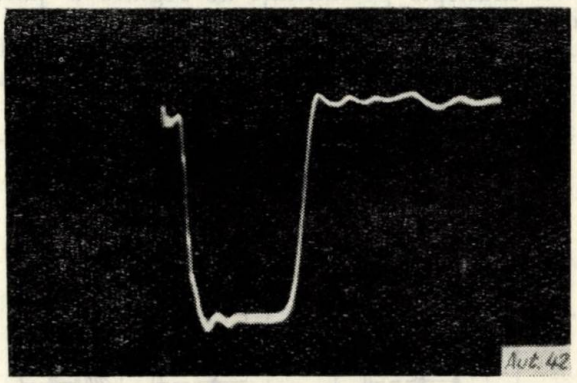


Fig. 3. Oscilograma impulsului de tensiune a etajului de putere medie pentru impedanţa de sarcină de 1 600 Ω.

Tiratronul de impuls *TGI* 1—325/16 ($T_5$), a cărui grilă este comandată de etajul de mică putere, descarcă linia de formare prin transformatorul de ieşire *TI*-3. Durata impulsu-

rilor generatorului poate fi variată prin alegerea corespunzătoare a liniei de formare. Pentru necesităţile laboratorului au fost construite linii de formare de 1 μs, 2 μs şi 4 μs, păstrînd neschimbată capacitatea liniei *LF*-2 (pentru a putea folosi aceeaşi inductanţă de separare şi acelaşi domeniu de variaţie a frecvenţei de repetiţie) prin montarea de inductanţe de valori corespunzătoare.

Pentru fiecare durată de impuls şi impedanţă de sarcină este necesar un alt transformator de ieşire *TI*-3. În cazul nostru, pentru 1 μs şi 2 μs a fost folosit acelaşi transformator de ieşire, iar pentru 4 μs s-a construit unul separat. Transformatorul este confecţionat din miez de trafoperm nr. 2 şi montat într-o cuvă cu ulei de transformator care îi asigură izolaţia şi răcirea.

Pentru a păstra cît mai nealterată forma impulsului de ieşire, impedanţa sarcinii artificiale pe care lucrează generatorul trebuie să fie de cel puţin 5 ori mai mică decît impedanţa sarcinii care urmează să fie alimentată cu tensiunea modulată în impuls. Sarcina artificială este confecţionată din rezistenţe chimice neinductive, cu răcire în aer, şi este montată în afara generatorului de impulsuri.

Pentru durata de 2 μs, cea mai frecvent utilizată de noi, generatorul de impulsuri livrează, la frecvenţa de 500 Hz, pe o impedanţă de sarcină de 1,6 kΩ (raportul de transformare al transformatorului de ieşire egal cu 3), o putere de 250 kW la 20 kV amplitudine.

Oscilogramele impulsului obţinut în acest caz sînt prezentate în figura 3.

Generatorul funcţionează de cîţiva ani şi a fost utilizat cu succes în numeroase experienţe de laborator.

Constructiv, el este montat într-un rack cu dimensiunile $520 \times 600 \times 1\,200$ mm$^3$, pe o platformă cu roţi, şi cîntăreşte circa 100 kg.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Glasoe, G. N., Lebacqz, J. V. *Pulse generators*. New York, Mc Graw Hill, 1948.

Dr. ing. E. TĂTARU

# Viteza de comutare a circuitului bistabil Kaenel (II)

În prezentul articol, ţinînd seamă de rezultatele obţinute în [2] şi de metoda de calcul al vitezei de comutare expusă în partea I a lucrării *, se vor determina frecvenţa limită de numărare şi frecvenţa limită de divizare. Totodată se va face discutarea rezultatelor obţinute.

## Determinarea frecvenţei limită de numărare

Se presupune că la intrarea circuitului Kaenel acţionează impulsuri bipolare cu frecvenţa de repetiţie $F$. Se cere găsirea valorii limită a frecvenţei $F$ pentru care schema funcţionează corect din primul moment, adică realizează numărarea tuturor impulsurilor. Înseamnă că amplitudinile $I_{s-}$, $I_{s+}$ ale impulsurilor bipolare trebuie să fie astfel alese încît condiţiile (5′) — (16′) să fie îndeplinite pentru orice valoare a numărului $n$. Comparînd aceste condiţii pentru diferite valori ale lui $n$, se găseşte valoarea particulară pentru care condiţiile impuse amplitudinilor $I_{s-}$, $I_{s+}$ sînt mai severe şi, pe baza acestora, se stabileşte ecuaţia de determinare a frecvenţei limită de numărare.

Este uşor de înţeles că frecvenţa limită de numărare depinde de poziţia iniţială a punctului de funcţionare. În practică interesează cel mai mult cazul în care nu se precizează poziţia iniţială, dar se ştie că ea este $A$ sau $B$. În continuare va fi tratat acest caz.

Ţinînd seamă de relaţiile (17), (24) din [2] şi relaţiile (17) — (20) (din partea I), se poate scrie :

$$I_A = i_{A1} > \ldots > i_{An} > \ldots > i_{A\infty} = \\ = i''_{A\infty} > \ldots > i''_{An} > \ldots > i''_{A1} \qquad (45)$$

$$i^*_{A2} > \ldots > i^*_{An} > \ldots > i^*_{A\infty} = i''^*_{A\infty} > \ldots > i''^*_{An} > \ldots > i''^*_{A1}$$

şi :

$$i_{B1} > \ldots > i_{Bn} > \ldots > i_{B\infty} = \\ = i''_{B\infty} > \ldots > i''_{Bn} > \ldots > i''_{B1} = I_B \qquad (46)$$

$$i^*_{B1} > \ldots > i^*_{Bn} > \ldots > i^*_{B\infty} = i''^*_{B\infty} > \ldots > i''^*_{Bn} > \ldots > i''^*_{B2}.$$

Prin urmare, în cazul polarităţii negative, limitările cele mai severe impuse amplitudinilor $I_{s-}$, $I_{s+}$ sînt date de relaţiile (6′) — (8′) pentru $n = 1$. De aceea, ecuaţia de determinare a frecvenţei limită de numărare $F_N^-$ este identică cu aceea corespunzătoare timpului de rezoluţie $T_{AB}^-$ motiv pentru care se poate scrie :

$$F_N^- = \frac{1}{T_{AB}^-} = F_s \frac{\eta}{\ln\left[\dfrac{1 + b_- e^{-\eta}}{e^{-\eta} - a_-}\right]}, \qquad (47)$$

* Automatica şi Electronica, nr. 1, 1967, p. 29—33.

unde :

$$F_s = \frac{1}{t_s}. \tag{48}$$

În cazul ajustajului se obţine :

$$F_N^- = F_s \frac{\eta}{\ln\left[\frac{1+e^{-\eta}}{e^{-\eta}-a^*}\right]}. \tag{49}$$

Procedînd în mod similar în cazul polarităţii pozitive, se deduce :

$$F_N^+ = F_s \frac{\eta}{\ln\left[\frac{1+b_+ e^{-\eta}}{e^{-\eta}-a_+}\right]}, \tag{50}$$

iar în cazul ajustajului : $F_N^+ = F_N^-$.

Dacă se precizează că $A$, respectiv $B$, reprezintă poziţia iniţială a punctului de funcţionare, procedînd analog se găseşte că frecvenţa limită de numărare este dată de soluţia unei ecuaţii de gradul III.

**Determinarea frecvenţei limită de divizare**

La determinarea frecvenţei limită de divizare trebuie să se ţină seamă de expresiile mărimilor caracteristice corespunzătoare regimului staţionar, adică pentru $n \to \infty$.

În lucrarea [2] s-a arătat că valorile mărimilor caracteristice corespunzătoare regimului staţionar nu depind de poziţia iniţială a punctului de funcţionare; de aceea, frecvenţa limită de divizare nu depinde de poziţia iniţială.

În cazul polarităţii negative, limitările impuse amplitudinilor $I_{s-}$, $I_{s+}$ sînt date de relaţiile (5′) — (7′) şi iau următoarea formă :

$$I_{s+} > i_{B\infty}(E_D + \Delta E_D,\ R - \Delta R) + \Delta I_{s+} + \Delta I_m - I_m ; \tag{51}$$

$$I_{s-} > I_M + \Delta I_M + \Delta I_{s-} - i_{A\infty}(E_D - \Delta E_D,\ R + \Delta R) ; \tag{52}$$

$$I_{s-} < I_M - \Delta I_M - \Delta I_{s-} - i^*_{A\infty}(E_D + \Delta E_D,\ R - \Delta R). \tag{53}$$

Din relaţiile (51) şi (53) rezultă ecuaţia de determinare a frecvenţei limită de divizare :

$$i_{A\infty}(E_D - \Delta E_D,\ R + \Delta R) - i^*_{A\infty}(E_D + \Delta E_D,\ R - \Delta R) = 2(\Delta I_M + \Delta I_{s-}).$$

Ţinînd seamă de relaţiile (9), (10) din [2] şi de relaţia (17), se deduce expresia frecvenţei limită de divizare :

$$F_D^- = F_s \frac{\eta}{\ln\left\{\frac{2(a_- + b_-)}{\left[1+b_- e^{-\eta} - \sqrt{(1-b_- e^{-\eta})^2 - 4a_-(e^{-\eta} - a_- - b_-)}\right]}\right\}}, \tag{54}$$

care în cazul ajustajului devine :

$$F_D = F_s \frac{\eta}{\ln\left[\frac{1+a^*}{e^{-\eta}-a^*}\right]}. \tag{55}$$

În cazul polarităţii pozitive, limitările impuse amplitudinilor $I_{s-}$, $I_{s+}$ sînt date de relaţiile (11′) — (13′). Procedînd similar se găseşte că frecvenţa limită de divizare este dată de relaţia (54), după înlocuirea indicilor (—) prin indici (+).

**Discutarea rezultatelor**

Viteza de comutare calculată anterior reprezintă valoarea acesteia în cazul în care valorile parametrilor schemei sînt astfel încît ne găsim într-unul din cele mai defavorabile cazuri privind limitarea superioară sau inferioară impusă amplitudinii $I_{s-}$ a impulsului negativ. În practică interesează tocmai această valoare, adică viteza de comutare, care poate fi garantată atunci cînd parametrii schemei au toleranţe date. Pentru alte valori ale parametrilor, care se încadrează în limitele toleranţelor admise, viteza de comutare va fi mai mare.

Se poate observa că formulele care exprimă viteza de comutare în cazul celor două polarităţi au aceeaşi formă, mărimile $a_-$, $b_-$, respectiv $a_+$, $b_+$, reflectînd particularitatea polarităţii. De remarcat că, în cazul „cu ajustaj", timpul de rezoluţie $T_{AB}$ şi frecvenţa limită de divizare $F_D$ nu depind de polaritatea impulsurilor de semnal.

Comparînd formulele care exprimă viteza de comutare în cele două cazuri, „general" şi „cu ajustaj", se poate vedea că viteza de comutare în cazul „general" poate fi considerabil mai mică decît în cazul „cu ajustaj"; diferenţa dintre ele este cu atît mai mare cu cît parametrii $a_+$, $a_-$ sînt mai mari faţă de parametrul $a^*$, adică cu cît toleranţele $\Delta I_M$, $\Delta I_m$ ale caracteristicilor voltamperice ale diodelor tunel sînt mai mari.

În scopul realizării unei viteze de comutare cît mai mare, în practică este potrivit să se lucreze cu ajustaj, motiv pentru care în continuare va fi analizat acest caz.

Cel mai important, în practică, dintre timpii de rezoluţie calculaţi este $T_{AB}$, corespunzător cazului în care nu se precizează poziţia iniţială a punctului de funcţionare, dar se ştie că ea este $A$ sau $B$. În figura 1 este arătat modul de variaţie a timpului de rezoluţie normat $(T_{AB}/t_s)$, în cazul „cu ajustaj", în funcţie de variabila $\eta$, iar mărimea $a^*$ fiind luată ca parametru. Din aceste curbe se vede că, la o valoare dată a mărimii $\eta$, timpul de rezoluţie $T_{AB}$ este cu atît mai mic cu cît parametrul $a^*$ are o valoare mai mică, adică cu cît toleranţele amplitudinilor impulsurilor de semnal, rezistenţei $R$, tensiunii de alimentare $E_D$, şi raportul $K = (I_{BO}/I_{AO})$ sînt mai mici. Aceasta se explică prin faptul că, cu cît toleranţele sînt mai mari, cu atît mai mare trebuie să fie diferenţa dintre $i^*_{A1}$ şi $i^*_{A2}$, iar pe de altă parte această diferenţă este cu atît mai mică cu cît intervalul de timp

dintre impulsurile bipolare de comandă este mai mic. La o valoare dată a parametrului $a^*$ şi valori mici ale mărimii $\eta$, adică la constante de timp ale circuitului mari, timpul de rezoluţie este mare pentru că viteza de deplasare a

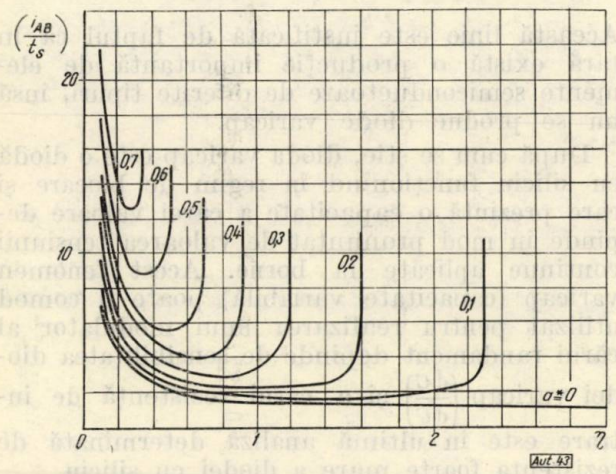



Fig. 1

punctului de funcţionare pe caracteristica statică a diodei tunel este mică şi, în consecinţă, creşterea curentului $i'_{A1}$ la valoarea care să permită comutarea se face într-un timp îndelungat. În cazul $\eta = 0$, constanta de timp a circuitului este înfinită şi, evident, timpul de rezoluţie este înfinit. La creşterea mărimii $\eta$, adică la micşorarea constantei de timp a circuitului, durata proceselor tranzitorii se micşorează, motiv pentru care timpul de rezoluţie descreşte. În continuare, începînd cu o anumită valoare a mărimii $\eta$, are loc creşterea timpului de rezoluţie, întrucît, pentru ca curentul $i''_{A2}$ să nu ia o valoare prea mare care să deranjeze funcţionarea corectă a schemei, este necesar a mări intervalul de timp dintre impulsurile bipolare de comandă. În sfîrşit, la valoarea $\eta = \eta_0 = \ln (1/a^*)$, timpul de rezoluţie devine infinit.

Prin urmare, timpul de rezoluţie $T_{AB}$ prezintă un minim în raport cu constanta de timp a circuitului şi este normal ca dimensionarea inductanţei $L$ să se facă în consecinţă, durata $t_s$ dintre impulsul pozitiv şi negativ fiind dată.

În ce priveşte timpii de rezoluţie $T_A$, $T_B$ şi $T_{AB}$ din formulele (25), (31), (33) rezultă că $T_A$ şi $T_B$ devin infiniţi pentru $\eta = 0$ şi $\eta = \eta_0$, iar raportul $T_{AB}/T_A$ este cu atît mai mare cu cît mărimile $\eta$ şi $a^*$ sînt mai mici.

Calculele arată că familia de curbe $F_D(\eta, a^*)$, reprezentînd dependenţa frecvenţei limită de divizare în raport cu variabila $\eta$ şi parametrul $a^*$, are alură similară inversului timpului de rezoluţie $T_{AB}$. Astfel, frecvenţa limită de divizare este nulă pentru $\eta = 0$ şi $\eta = \eta_0$, prezentînd un maxim în raport cu $\eta$. Acest maxim are o valoare cu atît mai mare cu cît parametrul $a^*$ este mai mic. Explicarea dependenţei frecvenţei limită de divizare în raport cu mărimile $\eta$ şi $a^*$ este analogă timpului de rezoluţie $T_{AB}$, cu observaţia că referirile se fac la mărimile de regim staţionar $i_{A\infty}$, $i''_{A\infty}$ în locul mărimilor $i'_{A1}$, $i''_{A2}$. Totodată este uşor de arătat că, pentru valori date ale mărimilor $\eta$ şi $a^*$, frecvenţa limită de divizare este mai mare decît inversul timpului de rezoluţie, ceea ce este o consecinţă a inegalităţilor $i'_{A1} < i_{A\infty}$ şi $i''_{A2} > i''_{A\infty}$, adică $(i'_{A1} - i''_{A2}) < (i_{A\infty} - i''_{A\infty})$. Din relaţiile (34) şi (55) se poate conchide că produsul $F_D \cdot T_{AB}$ este cu atît mai mare cu cît $\eta$ şi $a^*$ sînt mai mici. Se poate scrie :

$$\lim_{\eta \to \eta_0} F_D(\eta, a^*) \cdot T_{AB}(\eta, a^*) = 1;$$

$$\lim_{\eta \to 0} F_D(\eta, a^*) \cdot T_{AB}(\eta, a^*) = \frac{\ln\left(\frac{2}{1-a)^*}\right)}{\ln\left(\frac{1+a^*}{1-a^*}\right)};$$

$$\lim_{\substack{\eta \to 0 \\ a^* \to 0}} F_D(\eta, a^*) \cdot T_{AB}(\eta, a^*) = \infty.$$

Calculele mai arată că la valoarea $\eta$, pentru care timpul de rezoluţie $T_{AB}$ este minim, produsul frecvenţei limită de divizare şi al timpului de rezoluţie este mai mic decît 1,11 dacă parametrul $a^*$ are o valoare mai mare decît 0,1.

Referitor la determinarea amplitudinilor $I_{s+}$ şi $I_{s-}$ ale impulsurilor de comandă, aceasta se face, de exemplu în cazul în care se cere realizarea unui timp de rezoluţie $T_{AB}$ cît mai mic, cu ajutorul relaţiilor (22) şi (30), luînd pentru intervalul de timp $T$ dintre impulsurile bipolare valoarea minimă a timpului de rezoluţie $T_{AB}(\eta, a^*)$ şi înlocuind semnul inegalităţii din relaţia (30) cu egalitatea. Se poate observa că limitările impuse în regim dinamic (relaţiile (5) — (16)) impulsurilor de comandă sînt mai severe decît cele deduse de R.A. Kaenel [1]. De remarcat că amplitudinile impulsurilor pozitive sînt limitate numai inferior, pe cînd amplitudinile impulsurilor negative sînt limitate atît inferior cît şi superior.

Analiza circuitului bistabil Kaenel făcută în [2], [3] şi continuată în prezenta lucrare a reuşit să pună în evidenţă influenţa mare a toleranţelor elementelor de circuit asupra regimului static şi dinamic, permiţînd stabilirea formulelor necesare calculului de proiectare.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Kaenel, R. A. *One tunel diode flip-flop.* În : Proc. I. R. E., nr. 3, 1961, p. 671.

[2] Tătaru, E. *Descrierea matematică a proceselor tranzitorii care au loc în circuitul bistabil Kaenel.* În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1966, p. 273—278.

[3] Tătaru, E. *Analiza regimului static în cazul circuitului bistabil cu o diodă tunel.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1966, p. 175—178.

Ing. W. ROISMAN

# Modulator cu rezistenţă de intrare foarte mare, realizat cu diode stabilizatoare utilizate ca diode varicap

## 1. Utilizarea efectului varicap în modulatoare

În foarte multe aplicaţii moderne de automatizări, calculatoare şi electronică industrială este actuală realizarea unor modulatoare cu impedanţă de intrare foarte mare, pentru niveluri de semnale mici. Un exemplu interesant de astfel de aplicaţie este acela al regulatoarelor moderne PID, în care sînt necesare astfel de modulatoare la intrarea amplificatorului operaţional. Specifică acestei aplicaţii este necesitatea realizării unei rezistenţe de intrare în curent continuu foarte mare, care să permită obţinerea comodă a unor constante de timp (în special de integrare) foarte mari. Astfel, în cadrul regulatoarelor PID moderne, care realizează constante de timp de ordinul mai multor zeci de minute, lipsa unui modulator cu rezistenţă de intrare foarte mare implică utilizarea unor reţele de reacţie cu rezistenţe relativ mici şi deci cu capacităţi foarte mari. Aceasta reprezintă un dezavantaj important, deoarece condensatoarele de calitate bună (rezistenţă de fugă foarte mare) şi cu capacitate foarte mare (mii de microfarazi) sînt elemente scumpe, voluminoase şi greu de procurat.

În această ordine de idei, un mare număr de sisteme moderne de regulatoare PID [2], [3] utilizează modulatoare cu diode varicap, care permit realizarea unor rezistenţe de intrare în curent continuu foarte mari (sute de megaohmi sau chiar gigaohmi). În plus, faţă de alte scheme de modulatoare (de exemplu, aceea a modulatorului magnetic), modulatorul cu diode varicap prezintă avantajul unei scheme relativ simple, atît ca alcătuire, cît şi ca reglare, şi nu prezintă probleme tehnologice speciale (tratarea permalloyului, bobinări speciale etc.).

În cadrul Institutului de proiectări de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare (IPA) s-a urmărit realizarea unui astfel de

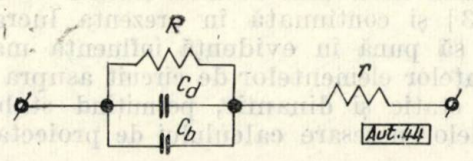



Fig. 1

modulator. Pentru a se valorifica însă la maximum avantajele unui astfel de modulator, în special în cadrul unei producţii de serie, s-a acordat o atenţie specială analizei posibilităţilor de utilizare ca diode varicap a unor elemente semiconductoare din producţia internă. Această linie este justificată de faptul că în ţară există o producţie importantă de elemente semiconductoare de diferite tipuri, însă nu se produc diode varicap.

După cum se ştie, dioda varicap este o diodă cu siliciu funcţionînd în regim de blocare şi care prezintă o capacitate a cărei valoare depinde în mod pronunţat de valoarea tensiunii continue aplicate la borne. Acest fenomen varicap (capacitate variabilă) poate fi comod utilizat pentru realizarea unui modulator al cărui randament depinde de sensibilitatea diodei varicap $\left(\frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}U}\right)$ şi a cărui rezistenţă de intrare este în ultimă analiză determinată de rezistenţa foarte mare a diodei cu siliciu.

Fenomenul amintit nu este specific numai diodelor varicap produse special în acest scop, ci este comun într-o măsură mai mică sau mai mare oricărei joncţiuni semiconductoare.

Astfel, schema echivalentă a unei joncţiuni $p$-$n$, în curent alternativ la semnale mici şi frecvenţe relativ coborîte, poate fi reprezentată [1] ca în figura 1.

În această schemă, $r$ reprezintă rezistenţa serie a diodei (suma rezistenţelor contactelor şi a regiunilor $p$ şi $n$ neutre), fiind singurul element care practic nu depinde de punctul de funcţionare. Rezistenţa paralel $R$ reprezintă rezistenţa stratului de barieră şi depinde pronunţat de punctul de funcţionare, fiind egală cu inversul pantei caracteristicii statice a diodei. După cum se vede din schema echivalentă, joncţiunea $p$-$n$ prezintă o capacitate care este formată din două componente : o capacitate de difuziune ($C_d$) şi o capacitate de barieră ($C_b$).

Capacitatea de difuziune este datorită transportului de sarcini prin difuziune, respectiv sarcinii care se înmagazinează în exces în regiunile neutre ale joncţiunii. Ponderea acestei componente a capacităţii joncţiunii este importantă în special în domeniul tensiunilor directe.

Capacitatea de barieră este asociată sarcinii înmagazinate în regiunea de trecere (de barieră), ponderea ei fiind importantă în special în domeniul tensiunilor inverse.

În domeniul tensiunii zero pot interveni ambele componente ale capacităţii joncţiunii. Din această cauză, în cazul utilizării ca diode varicap a unor diode care nu au fost produse special în acest scop, este important să se determine ponderea concretă a fiecărei componente şi să se limiteze domeniul tensiunilor

de lucru la regiunea în care practic contează numai capacitatea de barieră :

$$C_d \ll C_b . \qquad (1)$$

Îndeplinirea acestei condiţii va permite să se lucreze atît în jurul originii, cît şi cu tensiuni inverse mari, unde rezistenţa diodei este foarte mare. Dacă această condiţie nu este îndeplinită, problema sortării diodelor devine foarte delicată, nemaifiind suficientă sortarea lor după criteriul capacităţii totale, ci trebuind realizată o sortare dublă după criteriul fiecărei componente de capacitate. Acest lucru este legat de faptul (care va fi analizat mai departe) că cele două componente variază cu tensiunea şi cu temperatura după legi mult diferite, ceea ce ar îngreuia mult compensarea erorilor a două diode în cadrul unui modulator echilibrat.

## 2. Posibilitatea de utilizare a unor diode semiconductoare din producţia internă ca diode varicap

Principalii parametri şi performanţe ale diodelor care trebuie analizaţi ţinînd seamă de utilizarea amintită sînt : valoarea capacităţii de repaus şi ponderea celor două componente, sensibilitatea diodei ca element varicap, rezistenţa diodelor în regim combinat, domeniul tensiunilor şi al frecvenţelor de lucru, eroarea cu temperatura şi reproductibilitatea.

Din cadrul diodelor semiconductoare fabricate în serie de I.P.R.S. — Băneasa au fost analizate diodele redresoare cu siliciu din seria DR şi diodele stabilizatoare (Zener) cu siliciu din seria DZ. Diodele redresoare au fost abandonate din cauza rezistenţelor relativ scăzute pentru scopul urmărit şi din cauza valorilor excesiv de mici ale capacităţilor (de ordinul a 15 pF). În aceste condiţii, studiile s-au referit la un lot de aproximativ 50 de diode din seria DZ, de tipuri diferite (DZ 308, DZ 309 şi DZ 310) şi din şarje diferite. Măsurările experimentale au fost dublate de studiul analitic al majorităţii parametrilor şi performanţelor pentru a se asigura un caracter mai general concluziilor.

### 2.1. *Capacitatea de repaus a diodei şi ponderea celor două componente*

În lipsa oricărei tensiuni exterioare, capacitatea de barieră a diodei are expresia :

$$C_0 = \frac{1}{\left(\frac{2\,(n_n + p_p)}{e\,\varepsilon\,n_n\,p_p}\,U_0\right)^{1/2}}\,S, \qquad (2)$$

în care $\varepsilon = 11{,}8$ este permitivitatea dielectrică relativă a siliciului, iar $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As este sarcina electronului. Ceilalţi parametri au, în cazul diodelor studiate, valorile :

$n_n = 2 \cdot 10^{17}$ cm$^{-3}$ — concentraţia de electroni în regiunea $n$ ;
$p_p = 10^{19}$ cm$^{-3}$ — concentraţia de goluri în regiunea $p$ ;
$U_0 \cong 1$ V — tensiunea de barieră a joncţiunii ;
$S \cong 3{,}5 \cdot 10^{-3}$ cm$^2$ — suprafaţa efectivă a joncţiunii.

Introducînd valorile de mai sus în expresia (2), se obţine :

$$C_0 \cong 1{,}6 \cdot 10^{-9}\ \text{F} = 1\,600\ \text{pF}.$$

De asemenea, în lipsa oricărei tensiuni exterioare şi considerînd cazul cel mai defavorabil, cel al frecvenţelor joase unde $C_d$ are valoarea maximă, se obţine pentru capacitatea de difuziune expresia :

$$C_{d0} = \frac{e^2}{2\,kT}\,[L_p\,p_n + L_n\,n_p], \qquad (3)$$

în care :

$L_p = 8 \cdot 10^{-3}$ cm — lungimea de difuziune a golurilor în semiconductorul $n$ ;
$p_n = 1{,}125 \cdot 10^3$ cm$^{-3}$ — concentraţia de goluri în regiunea $n$ ;
$n_p = 22{,}5$ cm$^{-3}$ — concentraţia de electroni în regiunea $p$ ;
$k = 1{,}38$ VAs/°K — constanta lui Boltzman ;
$T = 300$ °K — temperatura ambiantă normală.

Concentraţiile de purtători minoritari au fost deduse cu ajutorul expresiei cunoscute :

$$n_n\,p_n = n_p\,p_p = n_i^2, \qquad (4)$$

în care $n_i = 1{,}5 \cdot 10^{10}$ cm$^{-3}$ este concentraţia intrinsecă a siliciului (la $T = 300$ °K).

În aceste condiţii, capacitatea de difuziune în repaus are valoarea :

$$C_{d0} = 0{,}98 \cdot 10^{-19}\ \text{F} = 0{,}98 \cdot 10^{-7}\ \text{pF}.$$

După cum se vede, ponderea capacităţii de difuziune faţă de cea de barieră, la tensiunea zero, este neglijabilă :

$$\frac{C_{d0}}{C_0} = \frac{0{,}98 \cdot 10^{-9}}{1{,}6 \cdot 10^{-9}} \cong 0{,}6 \cdot 10^{-10}.$$

Totuşi aceasta nu înseamnă că condiţia (1) este îndeplinită în orice punct de funcţionare, deoarece după cum se va vedea variaţia capacităţii de difuziune cu tensiunea este mult mai pronunţată decît cea a capacităţii de barieră.

În ceea ce priveşte rezultatele experimentale obţinute pentru lotul de diode analizat, ele sînt date în tabela 1.

După cum se vede, ordinul de mărime a capacităţii corespunde cu cel al capacităţii de barieră. La un tip dat, diferenţele în cadrul aceleiaşi şarje sînt în general mici (5%), iar cele dintre

*Tabela 1*

| Tipul diodei | Capacitatea, pF | Cantitatea | |
|---|---|---|---|
| | | buc. | % |
| DZ 308 | 850—1 200 | 15 | 30 |
| DZ 309 | 700— 900 | 12 | 24 |
| DZ 310 | 600— 700 | 15 | 30 |
| Diverse | 1 200—1 600 | 8 | 16 |

diferitele şarje sînt probabil datorite valorilor diferite ale suprafeţelor joncţiunilor. În ceea ce priveşte diferenţele sistematice dintre diferitele tipuri, scăderea capacităţii cu creşterea tensiunii Zener este legată de dotarea mai slabă. Deoarece grosimea regiunii de trecere este :

$$l = \left( \frac{2\varepsilon U_0}{e} \cdot \frac{n_n + p_p}{n_n p_p} \right)^{1/2}, \qquad (5)$$

scăderea dotării duce la creşterea lui $l$, adică a distanţei dintre plăcile condensatorului echivalent.

Variaţia capacităţii de difuziune a diodei în funcţie de tensiunea aplicată ($U$) este, în domeniul frecvenţelor joase analizat mai sus, de forma unei exponenţiale :

$$C_d = C_{d0}\, e^{\frac{eU}{kT}}. \qquad (6)$$

La rîndul ei, variaţia capacităţii de barieră se face după o lege de forma :

$$C_t = C_0 \left( \frac{U_0}{U_0 - U} \right)^{\frac{1}{n}}, \qquad (7)$$

unde $U_0$ este tensiunea de barieră a joncţiunii, iar $n$ este un coeficient care depinde de tipul joncţiunii. În cazul optim al joncţiunilor abrupte, coeficientul $n = 2$. Acesta este şi cazul diodelor din seria DZ, fabricate prin aliere.

Pe baza relaţiilor de mai sus se poate delimita domeniul de tensiuni pentru care este îndeplinită condiţia (1). Ţinînd seamă de variaţia foarte rapidă a lui $C_d$, se poate impune :

$$C_d \leqslant \frac{1}{1\,000}\, C_b \cong 10^{-12}\ \text{F}. \qquad (1')$$

Rezultă :

$$\frac{C_d}{C_{d0}} = e^{\frac{eU}{kT}} = 10^{-12}/10^{-19} = 10^7;\quad U \leqslant +0{,}4\ \text{V}.$$

Domeniul de mai sus este mai mult decît acoperitor, deoarece la tensiuni pozitive mari nu se poate lucra, rezistenţa diodei scăzînd foarte mult.

2.2. *Caracteristica $C = f(U)$ şi sensibilitatea diodei*

În domeniul definit mai sus se poate considera că variaţia capacităţii diodelor studiate cu tensiunea se face după legea :

$$C_b = \frac{C_0}{\sqrt{1 - U/U_0}}. \qquad (7')$$

Alura acestei caracteristici este determinată exclusiv de tensiunea de barieră $U_0$, a cărei expresie este :

$$U_0 = \frac{kT}{e} \ln \frac{n_n p_p}{n_i^2}. \qquad (8)$$

În cazul diodelor din seria DZ, analizate, introducînd în (8) valorile diferiţilor parametri, se obţine : $U_0 = 0{,}95$ V (la $T = 300$ °K).

Această valoare este relativ mare faţă de cea a diodelor varicap speciale ($U_0 \cong 0{,}7$ V — tabela 7), însă poate fi considerată acceptabilă pentru scopurile propuse, după cum se va arăta.

Verificarea experimentală a tensiunii de barieră s-a făcut o dată cu verificarea experimentală a alurei caracteristicii $C = f(U)$, realizată cu ajutorul montajului din figura 2. În acest montaj, $E$ este o sursă de tensiune continuă, stabilizată şi reglabilă, care împreună cu divizorul $R' - R''$ permite fixarea oricărei valori pentru tensiunea $U$, măsurată cu voltmetrul numeric

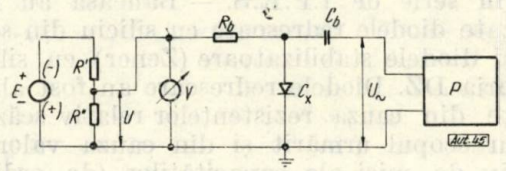



Fig. 2

$V$. $C_b$ şi $R_b$ sînt elemente de blocare ale componentelor continue şi, respectiv, alternative. $P$ este o punte de capacităţi cu cinci decade, care furnizează tensiunea $U_\sim$, de amplitudine şi frecvenţă reglabile. Rezultatele, obţinute pentru o diodă tipică DZ 308, sînt date în tabela 2.

Caracteristica corespunzătoare este reprezentată în figura 3.

Caracteristica teoretică a fost determinată luînd drept referinţă valoarea capacităţii de repaus $C_0 = 855$ pF. Celelalte puncte au fost

*Tabela 2*

| | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $U$ | mV | 0 | − 20 | − 50 | −100 | −200 | −500 | −1 000 | −1 500 | + 50 | +100 |
| $C_{exp}$ | pF | 855 | 845 | 831 | 808,5 | 771 | 684 | 586,5 | 521 | 880 | 907,5 |
| $C_t$ | pF | 855 | 845 | 832 | 810 | 773,5 | 686 | 589 | 524 | 878 | 904,5 |
| $\varepsilon$ | % | 0 | 0 | −0,12 | −0,19 | − 0,33 | − 0,29 | − 0,43 | − 0,58 | + 0,23 | + 0,33 |

determinate cu ajutorul relaţiei (7'). Pentru aceasta s-a determinat în prealabil valoarea tensiunii de barieră, cu ajutorul relaţiei (7') şi a două puncte de pe caracteristica experimentală: $U = -1\,000$ mV şi $-1\,500$ mV.

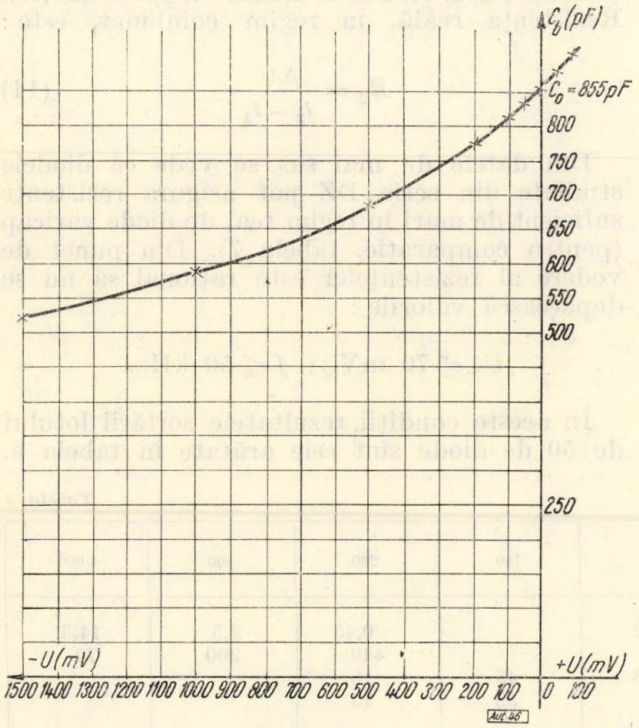



Fig. 3

$$\frac{C_{-1\,000}}{C_{-1\,500}} = \sqrt{\frac{1 + 1\,500/U_0}{1 + 1\,000/U_0}}. \qquad (9)$$

Introducînd în această relaţie valorile $C_{-1\,000} = 586{,}5$ pF şi $C_{-1\,500} = 521$ pF, se obţine valoarea experimentală a tensiunii de barieră: $U_0 = 910$ mV.

Se poate considera că aplicarea relaţiei (7') pentru deducerea valorii experimentale a tensiunii de barieră, care corespunde foarte bine cu valoarea analitică, a fost corectă. Această afirmaţie este confirmată de faptul că toate punctele caracteristicii teoretice $C = f(U)$, construită pe baza relaţiei (7') şi a tensiunii experimentale $U_0$, corespund foarte bine cu punctele caracteristicii experimentale. În tabelă sînt date şi valorile erorilor, care au fost determinate cu expresia:

$$\varepsilon = \frac{C_{exp} - C_t}{C_t} 100. \qquad (10)$$

Considerînd expresia (7) se poate scrie:

$$\frac{dC_b}{dU} = -\frac{1}{n} \cdot \frac{C_b}{U_0 - U}. \qquad (11)$$

Pentru cazul unor variaţii foarte mici de tensiune şi, respectiv, de capacitate, se poate defini o expresie potrivită pentru sensibilitatea diodei:

$$S_b = 100\,\frac{\Delta C_b/C_b}{\Delta U} = -\frac{1}{n} \cdot \frac{100}{U_0 - U}, \%/\text{mV}. \qquad (12)$$

În cazul deosebit de interesant al unor tensiuni de polarizare nule (funcţionarea în jurul originii) şi ţinînd seamă de coeficientul real $n = 2$, se obţine:

$$S_{b0} = -\frac{50}{U_0}, \ \%/\text{mV}. \qquad (13)$$

Pentru lotul de diode analizate s-au obţinut valorile indicate în tabela 3, pentru tensiunile de barieră şi sensibilităţi.

*Tabela 3*

| $U_0$, mV | $S_{b0}$, %/mV | Cantitatea, buc. |
|---|---|---|
| 0,86 — 0,9 | 0,058 — 0,0555 | 15 |
| 0,9 — 0,95 | 0,0555 — 0,0525 | 10 |
| > 0,95 | < 0,0525 | 5 |

După cum se vede, tensiunile de barieră sînt foarte apropiate de valoarea obţinută analitic. Sensibilitatea este puţin mai mică decît cea a diodelor varicap speciale (tabela 7). Astfel, o diodă varicap cu $U_0 = 0{,}7$ V are o sensibilitate $S_{b0} = 0{,}072$ %/mV.

### 2.3. *Rezistenţele diodelor în regim combinat*

Indiferent de schema aleasă pentru modulator, rezistenţa sa de intrare în curent continuu este determinată, în ultimă analiză, de rezistenţa diodelor varicap în regim combinat. Prin regim combinat se înţelege regimul real de funcţionare a diodei varicap, în condiţiile existenţei a două componente de tensiune: alternativă şi continuă. Existenţa componentei alternative duce la o micşorare a rezistenţei diodei, efectul depinzînd atît de amplitudinea, cît şi de frecvenţa tensiunii. Acest fapt este legat de fenomenul de redresare, deoarece, chiar şi pentru semnale foarte mici în jurul originii, caracteristica nu este simetrică. Componenta medie de curent care apare duce la o deplasare a punctului de funcţionare. În urma verificării unui număr mare de diode din seria DZ s-a ajuns la concluzia că rezistenţa diodei pentru tensiuni continue mici ($U \leqslant \pm 30$ mV) scade în cazul în care valoarea tensiunii alternative depăşeşte 70 $mV_{ef}$, iar frecvenţa depăşeşte 50—100 kHz. Valoarea rezistenţei în regim combinat variază foarte mult de la un exemplar de diodă la altul, ceea ce face necesară o sortare a diodelor după acest criteriu. În schimb, dependenţa rezistenţei de amplitudinea şi frecvenţa tensiunii alternative şi de valoarea tensiunii continue de comandă este practic aceeaşi pentru toate

diodele, ceea ce permite o generalizare a concluziilor şi uşurează mult sortarea.

Măsurarea rezistenţelor în regim combinat s-a făcut cu montajul din figura 4. În plus faţă de montajul din figura 2 apare un nanoampermetru cu o sensibilitate de $0{,}5 \cdot 10^{-11}$ A/div., pentru măsurarea curenţilor direcţi şi inverşi ai diodei. Puntea $P$ este înlocuită cu generatorul $G$.

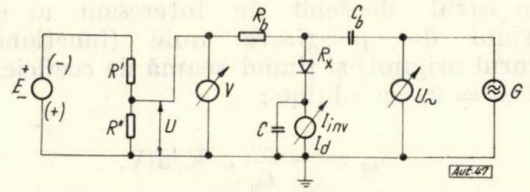



Fig. 4

În tabela 4 sînt date caracteristicile de curent continuu a trei diode din seria DZ : 1. o diodă medie ; 2. o diodă cu rezistenţe relativ mici, care este eliminată la orice sortare ; 3. o diodă cu rezistenţe foarte mari, care este reţinută indiferent de condiţiile de sortare.

În tabela 5 sînt date rezultatele în regim combinat, corespunzătoare unui exemplar mediu, dintr-un lot de diode sortate. Curenţii $I_1$ reprezintă componentele medii datorite numai tensiunilor alternative, $U_1$ reprezintă tensiunile continue echivalente care produc aceiaşi curenţi, iar $R_1$ sînt rezistenţele corespunzătoare. Curenţii $I_2$ corespund regimului combinat, cînd la tensiunile alternative de mai sus se adaugă un semnal continuu $\triangle U = +30$ mV (deci cu sensul cel mai defavorabil, de conducţie). Rezistenţa reală, în regim combinat, este :

$$R_2 = \frac{\Delta U}{I_2 - I_1}. \qquad (14)$$

Din datele de mai sus se vede că diodele studiate din seria DZ pot asigura rezistenţe suficient de mari în regim real de diode varicap (pentru comparaţie, tabela 7). Din punct de vedere al rezistenţelor este raţional să nu se depăşească valorile :

$$U_\sim \leqslant 70 \text{ mV}_{ef} ; \quad f \leqslant 50 \text{ kHz}.$$

În aceste condiţii, rezultatele sortării lotului de 50 de diode sînt cele arătate în tabela 6.

*Tabela 4*

| Dioda | U | mV | 20 | 50 | 100 | 150 | 200 | 500 | 1 000 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | $I_{inv}$ | nA | 0,05 | 0,11 | 0,2 | | 0,45 | 2,5 | 14,3 |
| | $R_{inv}$ | MΩ | 400 | 450 | 500 | | 440 | 200 | 70 |
| | $I_d$ | nA | 0,08 | 0,27 | 1,3 | 45 | 15 | | |
| | $R_d$ | MΩ | 250 | 185 | 77 | 33 | 13 | | |
| 2 | $I_{inv}$ | nA | 0,13 | 0,25 | 0,4 | | 0,67 | 2,5 | 10 |
| | $R_{inv}$ | MΩ | 153 | 200 | 250 | | 300 | 200 | 100 |
| | $I_d$ | nA | 0,18 | 0,6 | 3,2 | 11 | 34 | | |
| | $R_d$ | MΩ | 110 | 83 | 31,5 | 13,6 | 5,9 | | |
| 3 | $I_{inv}$ | nA | 0,01 | 0,012 | 0,02 | | 0,02 | 0,025 | 0,03 |
| | $R_{inv}$ | MΩ | 2 000 | 4 000 | 5 000 | | 10 000 | 20 000 | 33 000 |
| | $I_d$ | nA | 0,01 | 0,028 | 0,08 | 0,31 | 1 | | |
| | $R_d$ | MΩ | 2 000 | 1 800 | 1 250 | 480 | 200 | | |

*Tabela 5*

| f, kHz | $U'_\sim = 70$ mV$_{ef}$ | | | | | $U''_\sim = 100$ mV$_{ef}$ | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $I'_1$, nA | $U'_1$, mV | $R'_1$, MΩ | $I'_2$, nA | $R'_2$, MΩ | $I''_1$, nA | $U''_1$, mV | $R''_1$, MΩ | $I''_2$, nA | $R''_2$, MΩ |
| 1 | 0,065 | 45 | 690 | 0,15 | 355 | 0,145 | 70 | 480 | 0,3 | 194 |
| 10 | 0,07 | 45 | 640 | 0,16 | 335 | 0,19 | 85 | 450 | 0,4 | 143 |
| 100 | 0,075 | 45 | 600 | 0,17 | 315 | 0,24 | 90 | 375 | 0,48 | 125 |

## 2.4. *Domeniul de lucru*

Domeniul tensiunilor de lucru poate fi considerat, în linii mari, ca fiind impus de rezistenţe

*Tabela 6*

| | $R'_2 > 200$ MΩ | $R'_2 > 300$ MΩ | $R'_2 < 200$ MΩ | $R'_2 < 150$ MΩ |
|---|---|---|---|---|
| % | 25<br>50 | 10<br>20 | 20<br>40 | 5<br>10 |

(capitolul 2.3). În cazul însă în care criteriul rezistenţei nu este decisiv sau se acceptă condiţii de sortare mai severe, se poate lucra şi cu tensiuni mai mari.

În ceea ce priveşte domeniul frecvenţelor de lucru, limitarea legată de scăderea rezistenţei cu frecvenţa (capitolul 2.3) poate fi considerată drept secundară, prezentînd importanţă numai în aplicaţiile particulare, în care criteriul rezistenţei maxime este decisiv. În general, domeniul de frecvenţe este determinat de condiţia realizării unui factor de calitate suficient de mare, astfel încît dioda să se prezinte ca un element pur capacitiv.

Considerînd schema echivalentă a diodei (fig. 1) şi condiţia (1), impedanţa echivalentă are expresia :

$$Z = r + \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} - j\omega C \frac{R^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2}. \quad (15)$$

Deoarece rezistenţa contactelor este mică, iar rezistenţa plăcuţei $p$ este şi ea mică în raport cu cea a plăcuţei $n$ (din cauza dotării mult mai puternice a semiconductorului $p$), rezistenţa serie a diodei este practic egală cu rezistenţa plăcuţei $n$ :

$$r \cong r_n = \rho_n \frac{l}{S}, \quad (16)$$

unde $\rho_n = 0{,}05\ \Omega\,\text{cm}$; $l = 200\ \mu$; $S = 3{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{cm}^2$. Rezultă $r \cong 0{,}28\ \Omega$.

Experimental, la un lot de 10 diode, s-au măsurat valorile $r = 0{,}25 - 0{,}3\ \Omega$.

Impunînd condiţia $R \geqslant 200\ \text{M}\Omega$ (prin sortare) şi considerînd diode cu capacitatea $C = 600 - 1\,200$ pF, se obţin cele două frecvenţe limită ale domeniului de lucru :

$$f_{min} \geqslant \frac{Q}{2\pi C_{min} R}; \quad f_{max} \leqslant \frac{1}{Q\, 2\pi C_{max} r_{max}}.$$

În cazul în care se impune, pentru factorul de calitate, condiţia $Q \geqslant 200$, introducînd în expresiile de mai sus valorile tuturor parametrilor se obţine domeniul de frecvenţe în care este posibilă o funcţionare corectă în regim varicap :

$$f = 250\ \text{Hz} \ldots 2\ \text{MHz}.$$

2.5. *Comportarea la variaţia temperaturii*

Considerînd drept variabilă temperatura şi ţinînd seamă de expresia (2), capacitatea diodei (7′) poate fi exprimată sub forma :

$$C = \frac{k'}{\sqrt{U_0 - U}}, \quad (17)$$

în care influenţa temperaturii intervine numai prin intermediul tensiunii de barieră. Ţinînd seamă de expresia acesteia (8), în care :

$$n_i^2 = 1{,}5 \cdot 10^{33}\, T^3\, e^{-\frac{1{,}21}{kT}}, \quad (18)$$

tensiunea de barieră poate fi adusă la forma :

$$U_0 = E - f_1(T) + DT. \quad (19)$$

În afara unei tensiuni constante ($E = 1{,}21$ V), expresia tensiunii de barieră cuprinde un termen de forma $f_1(T) = (k_1 + k_2 \ln T)\, T$, care este o funcţie de temperatură, independentă de diodă, precum şi un termen de forma $DT = TK_3 \ln n_n p_p$, care este funcţie atît de temperatură, cît şi de tipul şi de exemplarul dat de diodă. Ultimul termen prezintă un interes deosebit, deoarece el permite aprecierea abaterilor posibile dintre valorile erorilor de temperatură a două diode. În felul acesta se pot aprecia posibilităţile de compensare a erorilor de temperatură la două diode, în cadrul unui modulator simetric.

Eroarea de temperatură poate fi comod exprimată sub forma unei variaţii a tensiunii de comandă, echivalentă cu variaţia tensiunii de barieră. În afară de aceasta, se poate defini şi coeficientul de variaţie a capacităţii cu temperatura :

$$TK = \frac{100\,\Delta C}{C_0} \cdot \frac{1}{\Delta T} = \frac{100}{\Delta T}\left(1 - \sqrt{\frac{U_0}{U_0 \pm \Delta U_0}}\right). \quad (20)$$

Ţinînd seamă de parametrii diodelor studiate, s-au obţinut analitic valorile $\Delta U_0 \cong 1{,}15$ mV/°C şi $TK \cong 0{,}06$ %/°C (în domeniul 5 — 65°C).

Pentru aprecierea posibilităţilor de compensare a erorilor de temperatură la două diode s-a acceptat o neidentitate a diodelor, manifestată printr-o deosebire a termenului $n_n p_p$ cu un ordin de mărime ($2 \cdot 10^{35} - 2 \cdot 10^{36}\ \text{cm}^{-6}$). La $T = 300$°K rezultă o diferenţă între tensiunile de barieră de 0,069 V, iar diferenţa dintre variaţiile tensiunilor de barieră cu temperatura (eroarea reală de temperatură a modulatorului) rezultă $\Delta U_{0\,ech} \cong 0{,}23$ mV/°C.

Rezultatele experimentale obţinute pentru un lot de 10 diode au indicat un coeficient de temperatură a capacităţii $TK = 0{,}079 - 0{,}083$ %/°C, în domeniul 5 — 65°C. Aceste rezultate sînt mult mai bune decît cele obţinute cu diodele varicap normale (tabela 7), lucru explicabil prin ponderea mai mică a termenilor $DT - f_1(T)$ în cadrul expresiei (19) a tensiunii de barieră.

În ceea ce priveşte variaţia rezistenţei în regim combinat cu temperatura, ea se face după legea clasică de variaţie a rezistenţei inverse a unei joncţiuni $p$—$n$. Experimental s-a găsit o scădere de circa patru ori a rezistenţelor la creşterea temperaturii de la 25°C la 45°C şi de încă 2,5 ori de la 45°C la 60°C.

2.6. *Comparaţia diodelor din seria DZ cu diode varicap*

În tabela 7 sînt date, pentru comparaţie, parametrii şi performanţele diodelor analizate şi cele ale unor diode varicap, utilizate în aplicaţii de tipul celei urmărite. În tabelă lipsesc

*Tabela 7*

| Dioda | $C_0$, pF | $U_0$, V | Sensibilitatea $\frac{\Delta C}{\Delta U}$, pF/mV | Sensibilitatea $\frac{100\,\Delta C}{C_0\,\Delta U}$, %/mV | $R_{inv}$, MΩ | $R_d$, MΩ | $R_2'$, MΩ | $\Delta U_0$, mV/°C | $TK$, %/°C |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| DZ teoretic | 1 600 | 0,95 | 0,76 | 0,048 | | | | 1,2 | 0,06 |
| DZ experimental | 600 — 1 200 | 0,86 — 1 | dep. de $C_0$ | 0,055 | 2 000 la — 100 mV | 500 la + 100 mV | 300 | | 0,08 |
| Honeywell | 100 | 0,62 | 0,08 | 0,08 | 6 500 la — 100 mV | 650 la + 100 mV | 500 | 2,25 | 0,2 |
| BAY 34 (Intermetall) | 100 | 0,7 | 0,072 | 0,072 | 2 000 la — 20 mV | 2 000 la + 20 mV | | 2 | 0,2 |
| BAY 35 (Intermetall) | 100 | | | | 20 000 la — 20 mV | 20 000 la + 20 mV | | | |

o serie de date, care nu fac parte din cataloage (numai diodele Honeywell au fost măsurate experimental).

Analizînd datele din capitolele 2.1 — 2.5 şi cele din tabela 7, se poate considera că diodele Zener din seria DZ, produse de I.P.R.S. — Băneasa, pot fi utilizate cu succes în calitate de diode varicap, în cadrul unui modulator cu impedanţă de intrare foarte mare. Reproductibilitatea majorităţii parametrilor este bună, fiind necesară o sortare a diodelor pe două criterii : rezistenţa inversă şi capacitatea totală.

## 3. Modulatorul

Principalele condiţii pe care trebuie să le îndeplinească schema modulatorului cu diode varicap sînt : randament (coeficient de transfer) şi rezistenţă de intrare mari şi asigurarea posi-

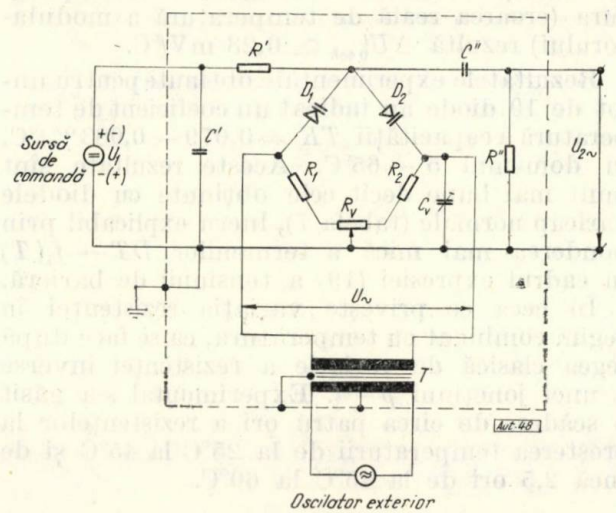



Fig. 5

bilităţii de compensare a erorilor de temperatură a diodelor varicap. Aceste condiţii pot fi realizate cu o schemă relativ simplă de modulator, avînd la bază o punte simetrică cu două diode şi două rezistenţe. Sistemul acesta este utilizat în majoritatea aplicaţiilor, atît pentru modulatoare din cadrul unor regulatoare PID [2], [3], cît şi în alte echipamente [4], [5]. Sistemele cu patru diode [6] sînt prea pretenţioase pentru majoritatea aplicaţiilor (în special în ceea ce priveşte echilibrarea punţii), prezentînd în plus dezavantajul unei rezistenţe de intrare mai mici.

Schema modulatorului realizat este reprezentată în figura 5. Puntea propriu-zisă este alcătuită din diodele $D_1$ şi $D_2$, sortate atît după criteriul capacităţii totale în repaus (diferenţe mai mici decît 5%), cît şi după criteriul rezistenţei ($R_2' \geqslant 300$ MΩ), şi din rezistenţele $R_1 = R_2 = 2\,000\,\Omega$, $R_v = 100\,\Omega$. Rezistenţa variabilă $R_v$ are drept scop echilibrarea punţii ţinînd seamă de abaterile admise dintre valorile capacităţilor. Capacitatea variabilă $C_v$ este un trimer şi are drept scop echilibrarea de fază a punţii, ţinînd seamă de capacităţile parazite ale montajului. Aceste capacităţi sînt datorite în special capacităţilor dintre înfăşurările transformatorului de alimentare a punţii ($T$), cu ferită, care din acest motiv a fost bobinat în galeţi. Grupul $R' = 1$ MΩ, $C' = 10$ nF împiedică pătrunderea componentei alternative spre sursa de comandă şi şuntarea diagonalei de ieşire a modulatorului de către aceasta. Condensatorul $C'' = 100$ nF blochează componenta continuă de la intrare spre rezistenţa de sarcină (rezistenţa de intrare a amplificatorului). Acest condensator trebuie să prezinte o rezistenţă de izolaţie foarte mare (de exemplu, condensator cu styroflex) pentru a se împiedica scăderea artificială a rezistenţei de intrare în curent continuu a modulatorului. Împreună cu rezistenţa $R'' = 100$ kΩ, care simulează rezistenţa de sarcină, se realizează şi o filtrare suplimentară pe frecvenţe joase. Pentru eliminarea zgomotelor s-au mai utilizat un ecran dublu ($E$), electric (cupru) şi magnetic (permalloy), cabluri blindate de legătură, precum şi sistemul de legături la masă (în figură).

Ţinînd seamă de condiţiile de proiectare a elementelor punţii, diagonala de ieşire poate fi considerată în gol, fiind valabilă relaţia :

$$U_2 = U_{\sim} \frac{X_2 R_1' - X_1 R_2'}{(X_1 + X_2)(R_1' + R_2')}, \qquad (21)$$

$R_1'$, $R_2'$, cuprinzînd, în afara rezistenţelor fixe $R_1$, $R_2$ şi porţiunile corespunzătoare din $R_v$; $X_1$, $X_2$ sînt reactanţele capacitive ale diodelor.

La aplicarea unui semnal de comandă $U_1$, capacităţile diodelor variază :

$$C_1 = C_{10} + \Delta C_1; \quad C_2 = C_{20} - \Delta C_2. \qquad (20)$$

Ţinînd seamă de condiţiile reale ($R_1' \cong R_2'$ şi $C_{10} \cong C_{20}$), relaţia (21) devine :

$$U_2 = U_{\sim} \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_1 + \Delta C_2}{2C_0 + \Delta C_1 - \Delta C_2}. \qquad (21')$$

Teoretic, caracteristica $C = f(U)$ a diodei nu este liniară, ceea ce face ca nici caracteristica de transfer a modulatorului să nu fie liniară, să nu poată fi definit un coeficient de transfer constant pentru modulator, iar tensiunea de ieşire să fie distorsionată. Pornind de la relaţia (11), se poate scrie (pentru $n = 2$) :

$$\frac{\Delta C_1}{C_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_1}{U_0 - U_1}; \quad \frac{\Delta C_2}{C_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_1}{U_0 + U_1}. \qquad (23)$$

Relaţia (21') devine :

$$U_2 = \frac{U_{\sim}}{2} \cdot \frac{U_1 U_0}{2U_0^2 - U_1^2}. \qquad (21'')$$

Caracteristica de transfer a modulatorului poate fi aproximată cu o caracteristică liniară, cu precizia cu care poate fi neglijat termenul $U_1^2$ faţă de $2U_0^2$. În cazul studiat ($U_1 \leqslant \pm 30$ mV; $U_0 \cong 1$ V), eroarea maximă care rezultă este de 0,045%. În aceste condiţii, caracteristica de transfer a modulatorului poate fi considerată liniară :

$$U_2 = \frac{U_{\sim}}{4U_0} U_1 \qquad (21''')$$

şi se poate defini un coeficient de transfer constant :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{\sim}}{4U_0}, \qquad (24)$$

iar tensiunea de ieşire este practic nedistorsionată.

Condiţiile reale de lucru au fost: $U_{\sim} = 150$ mV$_{ef}$ (75 mV pe fiecare diodă), $f = 1 - 50$ kHz, $U_1 = -30 \ldots +30$ mV. În conformitate cu (24), coeficientul de transfer rezultă $U_2/U_1 \cong$ $\cong 37{,}5$ μV/mV, iar semnalul de ieşire maxim $U_{2M} \cong 1{,}1$ mV.

Rezultatele experimentale au confirmat întru totul datele de mai sus. În plus, trebuie adăugat că echilibrarea punţii s-a putut realiza suficient de bine, astfel încît zeroul fals nu a depăşit 25 μV.

Rezistenţa de intrare a modulatorului corespunde la ansamblul rezistenţelor celor două diode în paralel. Valoarea depinde de exemplarele utilizate. Experimental s-a obţinut un modulator cu o rezistenţă de intrare mai mare decît 500 MΩ. Această valoare a fost măsurată atît printr-o metodă directă (cu nanoampermetru), cît şi indirect prin metoda unei rezistenţe adiţionale, rezultatele coincizînd. Studiul experimental al influenţei regimului de funcţionare (tensiunea alternativă şi frecvenţa) şi a temperaturii ambiante a confirmat datele stabilite în cadrul studiului diodei. Variaţii moderate ale frecvenţei ($\pm$ 10%), în orice punct din cadrul domeniului de lucru, provoacă erori neglijabile (maximum 5 μV la tensiunea de dezechilibru şi 0,5% la funcţia de transfer). Variaţia temperaturii în domeniul 0 — 60°C a provocat o variaţie a tensiunii de dezechilibru mai mică decît 10 μV şi o variaţie maximă a funcţiei de transfer corespunzătoare la o eroare raportată la intrare de 600 μV/10°C.

*Observaţie.* În cadrul lucrărilor a fost analizată o variantă de modulator cu polarizare. Scopul unei astfel de variante este acela de a realiza rezistenţe de intrare crescute artificial prin deplasarea punctului de funcţionare al diodei varicap în domeniul tensiunilor inverse mari. Rezultatele experimentale au dus la concluzia că avantajele rezistenţei mărite nu justifică, în aplicaţiile curente, dezavantajele acestei variante : complexitatea schemei, condiţii mai delicate de sortare, erori adiţionale cu variaţia tensiunii de polarizare.

## Concluzii

Diodele stabilizatoare studiate pot fi utilizate cu succes în calitate de diode varicap pentru realizarea unui modulator cu rezistenţă de intrare foarte mare. Modulatorul realizat prezintă o schemă relativ simplă ca alcătuire şi reglare, un randament satisfăcător (aproximativ 40 μV/mV), şi rezistenţe de ordinul sutelor de megaohmi. Reproductibilitatea bună a majorităţii parametrilor diodelor permite condiţii relativ simple de sortare.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1962.
[2] *Évolution des matériels de régulation automatique.* In : Mesures et contrôle industriel, nr. 287, 1961.
[3] *Regulator transistorizat ETOS.* Prospect Honeywell.
[4] Biezunski, G. *Chaînes électroniques de régulation industrielle.* In : Automatisme, nr. 9, 1962.
[5] Micic, L., Gilly, A. *Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätsdioden für kleine Eingangsleistungen.* In : Elektronik, nr. 9, 1963.
[6] Schöninger, E., Seibt, F. *Elemente semiconductoare pentru amplificatoare de tensiune continuă de mare sensibilitate.* In : Revue Siemens, nr. 3, 1965.

Ing. V. TEODORU

# Numărător electronic nereversibil cu scădere paralelă*

Studiul comportării gazului de neutroni în medii finite, omogene şi eterogene, pe lîngă importanţa deosebită pe care o are, este foarte util şi în fizica reactoarelor, avînd în vedere actualitatea energeticii nucleare în economia mondială.

Printre metodele de investigaţie cunoscute în prezent este şi metoda caracteristicii de

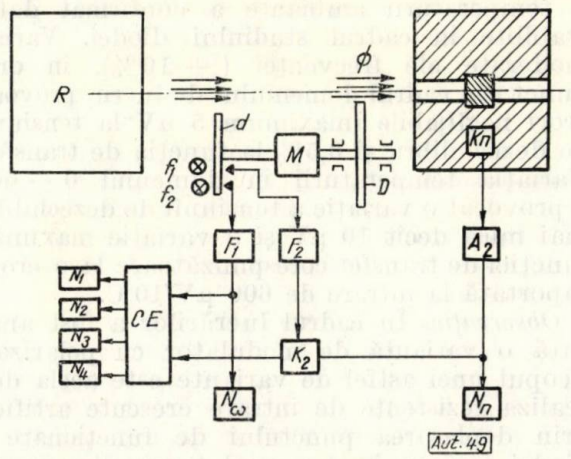



Fig. 1

frecvenţă, elaborată la reactorul I.F.A. [1], [2], [3].

În esenţă, metoda caracteristicii de frecvenţă constă în modularea unui fascicul de neutroni termici, furnizat de reactorul $R$, cu ajutorul unui disc de cadmiu $D$ (fig. 1) anume calculat pentru a da un fascicul de neutroni ale cărui amplitudine şi fază variază sinusoidal în jurul unei valori medii.

Formula generală a fluxului modulat de neutroni este :

$$\Phi[\vec{r}, E, t] = A_0[\vec{r}, E] + \sum_{i=1}^{i=n} A_i[\vec{r}, E] \cos \omega t + \sum_{i=1}^{i=n} B_i[\vec{r}, E] \sin \omega t, \quad (1)$$

unde $r$ este vectorul de poziţie şi $E$ — energia.

Coeficienţii respectivi din dezvoltarea în seria (1) sînt în legătură cu proprietăţile nucleare ale moderatorilor şi reţelelor mixte de moderatori şi combustibil nuclear, bombardate de fascicul.

Problema care se pune deci este de a determina aceşti coeficienţi Fourier. Pentru aceasta se folosesc un număr de $m$ numărătoare de particule, fiecare lucrînd într-un interval de timp :

$$[m-1]\frac{2\pi}{K_0\omega} \div m\frac{2\pi}{K_0\omega},$$

unde :

$K_0$ este numărul de perioade la o tură ale discului (în cazul nostru, pentru fundamentală, $K_0 = 4$);

$m$ — numărul de diviziuni în care se împarte o perioadă (în cazul nostru, pentru fundamentală, $m = 4$).

Numărul total $N_m$ de neutroni înregistraţi de numărătorul $m$ va fi :

$$N_m = K\int_{\frac{m-1}{K_0}\cdot\frac{2\pi}{\omega}}^{\frac{m}{K_0}\cdot\frac{2\pi}{\omega}} \oint [\vec{r}, E, t]\, dt, \quad (2)$$

$K$ fiind un coeficient care depinde de eficacitatea contorului şi de durata de măsurare. Particularizînd relaţia (1) pentru fundamentala ($i = 1$), se obţine după transformări simple :

$$\Phi[\vec{r}, E, t] = A_0[\vec{r}, E] + A_1[\vec{r}, E]\cos(\omega t - \varphi), \quad (3)$$

unde :

$A_1$ este amplitudinea fluxului de neutroni;

$\varphi$ — faza;

$\omega = 4K_0 \cdot 2\pi f$ — pulsaţia fasciculului modulat.

Introducînd (3) în (2), se obţine :

$$KA_0 = \sum_{m=1}^{m=K_0} N_m;$$

$$KA_1 \sin\varphi = \frac{\omega}{4}(N_1 + N_2 - N_3 - N_4); \quad (4)$$

$$KA_1 \cos\varphi = \frac{\omega}{4}(N_1 - N_2 - N_3 + N_4); \quad (5)$$

notînd cu :

$$\alpha = N_1 + N_2 - N_3 - N_4;\ \beta = N_1 - N_2 - N_3 + N_4;\ K^2A_1^2 = A^2,$$

se obţine :

$$A^2(\omega) = K_1(\alpha^2 + \beta^2), \quad (6)$$

iar curba respectivă are forma din figura 2.

În instalaţia reală, detectorul $K_n$ (fig. 1), sub acţiunea fluxului de neutroni termici, furnizează impulsuri celor patru numărătoare

* Face parte din lucrarea „Studiul comportării gazului de neutroni în medii finite", contract A.I.E.A., Viena, nr. 221/RB.

$N_1$, $N_2$, $N_3$, $N_4$, prin intermediul comutatorului electronic *C.E.*

Basculareа comutatorului electric este asigurată de discul *d*, cu 4 *m* găuri, şi fotodioda $f_2$.

Fotodioda $f_1$ declanşează şi opreşte măsurările în acelaşi punct al modulatorului.

Pentru reducerea volumului de lucru şi eliminarea erorilor de calcul, inerente în condiţiile prelucrării unui număr mare de date experimentale, s-a pus problema înlocuirii celor patru numărătoare printr-un calculator electric care să dea direct valorile lui $\alpha$ şi $\beta$ :

$$\alpha = (N_1 + N_2) - (N_3 + N_4);$$

$$\beta = (N_1 + N_4) - (N_2 + N_3).$$

Deci aparatul trebuia să realizeze, în timp adunarea şi scăderea impulsurilor primite.

Performanţe cerute :

— capacitatea de înregistrare mare :

$$\alpha > 10^6 \cdot \text{imp.}; \quad \beta > 10^6 \cdot \text{imp.};$$

— viteza de calcul să fie peste 15 000 operaţii/s ;

— să indice semnul + sau — pentru $\alpha$ şi $\beta$ ;

— memoria electronică *M*, în care are loc procesul de scădere, să fie mare ($M > 100$).

*

Cele mai cunoscute scheme de scădere dinamică în timp a impulsurilor sînt numărătoarele reversibile binare [4] [5] şi decadice [8], numărătoarele speciale în decatroane nereversibile [6], [7], şi cele cu decatroane reversibile.

Din punct de vedere constructiv, numărătoarele reversibile binare ar fi cele mai accesibile, dar în cazul nostru în care este necesară o capacitate de înregistrare mare ($\alpha, \beta > 10^6 \cdot$ imp.) se exclud, nu atît din punct de vedere al numărului mare de *n* circuite bistabile $\left(n = \frac{\log(\alpha+1)}{\log 2} \geqslant 20\right)$ şi de elemente semiconductoare, ci din cauza dificultăţilor foarte mari de citire a valorilor lui $\alpha$ şi $\beta$.

Circuitele speciale cu decatroane nereversibile, în afară de faptul că sînt dificile din punct de vedere constructiv, sînt considerate ca nesatisfăcînd viteza de calcul impusă.

În lipsa unor decatroane reversibile şi de viteză mare, care par a fi cele mai potrivite pentru acest scop, ne rămînea ca unică soluţie numărătorul reversibil decadic. Principalul avantaj al acestui tip de numărător este citirea uşoară (directă) a valorilor lui $\alpha$ şi $\beta$. Am eliminat totuşi şi această variantă, ţinînd seamă de montajul dificil în construcţie şi în funcţionare şi de asemenea de numărul foarte mare de tuburi, de elemente semiconductoare şi de becuri indicatoare.

Necesitatea experimentală ne-a condus la găsirea unei alte soluţii, şi anume la conceperea şi realizarea aparatului a cărui schemă este arătată în figura 5.

Impulsurile de adunat şi de scăzut se aplică schemei prin bornele de intrare $I_1$, respectiv $I_2$. Procesul de scădere se realizează în nişte celule de scădere independente, fiecare fiind formată

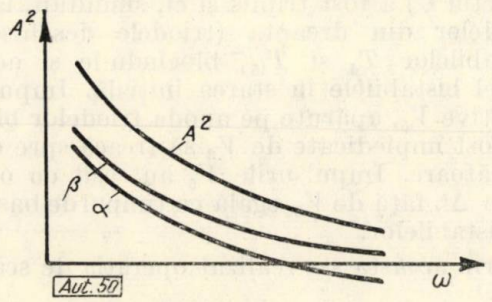



Fig. 2

din două circuite bistabile şi un circuit monostabil. Prima celulă este formată din tuburile $T_4$, $T_{10}$, $T_{15}$ ; a doua, din $T_5$, $T_{11}$, $T_{16}$ etc.

Anoda triodei din stînga a bistabilelor fiecărei celule este conectată galvanic cu grila monostabilului respectiv prin intermediul divizorului de tensiune $R_1$, $R_2$, $R_3$ (fig. 5).

Procesul de scădere se realizează astfel :

I. În absenţa oricărui semnal, conduce trioda din stînga a tuturor bistabilelor. Datorită căderii de tensiune pe rezistenţa anodică a acestor triode, potenţialul punctului *A* al divizorului, adică potenţialul grilei de comandă a monostabilului, este scăzut (faţă de potenţialul catodei lui) şi egal cu $E_0$(fig. 6), astfel încît monostabilele sînt blocate.

Notînd cu 0 starea neexcitată a celor patru bistabile în cascadă şi cu 1 starea lor excitată, avem :

$$I_1 = 0000;$$

$$I_2 = 0000.$$

II. Se presupune că a sosit un impuls de la intrarea $I_1$. Bistabilul $T_4$ a basculat, impulsul a fost acumulat ($I_1 = 1000$), iar potenţialul grilei monostabilului $T_{10}$ (prin divizorul $R_1R_2$) a crescut de la $E_0$ la $E_1$ (fig. 6). De menţionat că în momentul basculării peste componenta continuă $E_1$ s-a suprapus şi un monoimpuls $V_1$ format din circuitul de derivare $R_1C_2.R_1$ este astfel ales încît monostabilul $T_{10}$ n-a fost afectat de acest monoimpuls.

III. Se presupune că, după aceea, a sosit un impuls şi de la intrarea $I_2$. El a basculat pe $T_{15}$ şi, momentan, a fost acumulat de el ($I_2 = 1000$). Dar basculare a lui $T_{15}$ a produs o creştere suplimentară (prin divizorul $R_1R_3$) a potenţialului grilei monostabilului, şi anume de la $E_1$ la $E_2$ (fig. 6). Peste componenta $E_2$ s-a suprapus şi monoimpulsul $V_2$, format de $R_1C_3$, care, de data aceasta, a basculat pe monostabilul $T_{10}$.

Prin basculareа lui $T_{10}$ în punctele $B$ şi $C$ din circuitul său anodic a apărut un impuls negativ. Impulsul $V_3$ (de la punctul $B$) a fost trimis simultan pe anoda diodelor $D_9$ şi $D_{10}$ (circuite poartă) pentru a bloca trecerea semnalelor spre bistabilele următoare. Impulsul $V_4$ (de la punctul $C$) a fost trimis şi el, simultan, la grila triodelor din dreapta (triodele deschise) ale bistabilelor $T_4$ şi $T_{15}$, blocîndu-le şi aducînd astfel bistabilele în starea iniţială. Impulsurile pozitive $V_5$, apărute pe anoda triodelor blocate, au fost împiedicate de $V_3$ să treacă spre etajele următoare. Impulsurile $V_5$ au sosit cu o întîrziere $\Delta t$, faţă de $V_3$, egală cu timpul de basculare a bistabilelor.

Prin aceasta s-a realizat operaţia de scădere :

$$I_1 = N_1 + N_2 = 1000;$$
$$I_2 = N_3 + N_4 = 1000;$$
$$\alpha = I_1 - I_2 = 1000 - 1000 = 0,$$

şi toate bistabilele au revenit în starea iniţială de aşteptare. Dacă ar sosi întîi impulsul $I_2$ (de scăzut) şi după aceea impulsul $I_1$ (de adunat), procesul de scădere s-ar realiza exact în acelaşi mod datorită simetriei perfecte a bistabilelor $T_4$ şi $T_{15}$ faţă de monostabilul $T_{10}$. Aceeaşi simetrie faţă de monostabilul lor au şi bistabilele celulelor următoare.

IV. Se presupune că, de la intrarea $I_1$, au sosit două impulsuri consecutive, şi după aceea un impuls de la intrarea $I_2$. Toate acestea au fost acumulate în bistabilele $T_5$, respectiv $T_{15}$. În acest caz, procesul de scădere electronică nu a avut loc încă, deoarece la nici unul din calculele de scădere nu s-a ivit o „întîlnire" în timp a impulsurilor (celulele fiind independente); deci :

$$I_1 = 0100;$$
$$I_2 = 1000;$$
$$\alpha = I_1 - I_2 = 0100 - 1000 = +1,$$

valoarea lui $\alpha$ putînd fi citită pe becuri indicatoare.

V. Se presupune că, după cele trei impulsuri ale cazului IV, a mai sosit un impuls de la intrarea $I_2$ basculînd pe $T_{16}$; deci :

$$I_1 = 0100;$$
$$I_2 = 0100;$$
$$\alpha = I_1 - I_2 = 0100 - 0100 = 0,$$

însă procesul de scădere a avut loc în celula următoare (tuburi $T_5$, $T_{11}$, $T_{16}$) şi toate bistabilele au revenit în starea iniţială de aşteptare.

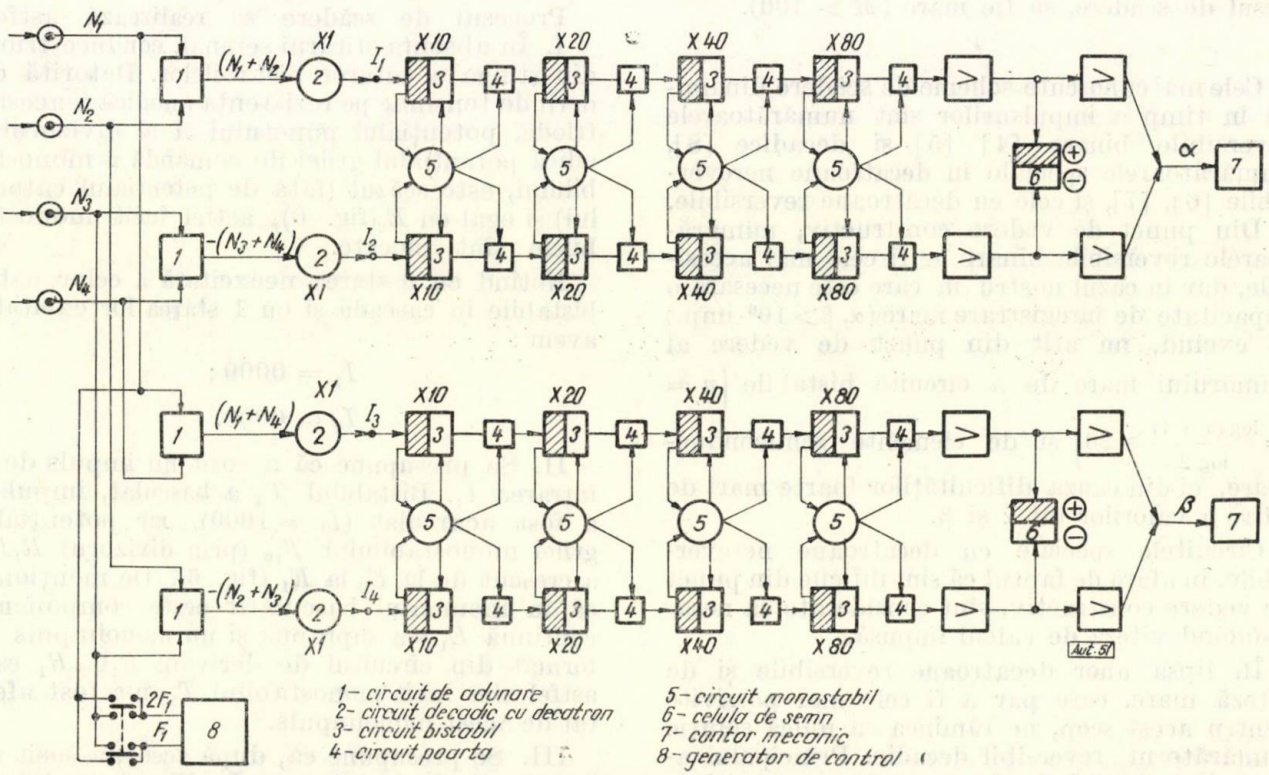



Fig. 3

VI. Se presupune că al 4-lea impuls din cazul IV a sosit de la intrarea $I_1$. Atunci :

$$I_1 = 1100;$$
$$I_2 = 1000;$$
$$\alpha = I_1 - I_2 = 1100 - 1000 = +2,$$

procesul de scădere fiind realizat în prima celulă, unde s-a înfăptuit o „întîlnire" a celor două impulsuri „adversare" $I_1$ şi $I_2$.

Dacă $I_1 > I_2$, impulsurile rămase, după scăderile respective, vor fi trimise, prin intermediul lui $T_8$ şi $T_9$ (fig. 5), la dispozitivul de înregistrare. Primul impuls de acest fel va bascula celula de semn (tubul $T_{14}$), indicînd că valoarea lui $\alpha$ este pozitivă. Dacă însă $I_1 < I_2$, impulsurile rămase vor fi trimise, prin intermediul lui $T_{19}$ şi $T_{20}$ (fig. 5), la dispozitivul de înregistrare, basculînd şi celula de semn, indicînd astfel că valoarea lui $\alpha$ este negativă.

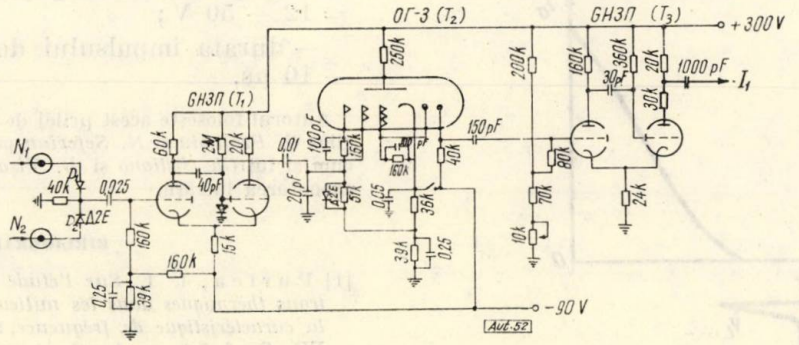



Fig. 4

Aparatul care calculează valorile lui $\beta$ este identic cu cel descris pentru $\alpha$ (fig. 3).

Dacă $I_1 \leqslant I_2$ şi impulsurile sînt periodice în timp, procesul de scădere se petrece numai în prima celulă, aşa încît nu mai sînt necesare şi alte celule de scădere. În acest caz, numărul total de tuburi se reduce la minimum, cu o capacitate de înregistrare $\alpha = 20\,000$. Dacă $I_1$ şi $I_2$ prezintă fluctuaţii statistice în timp, numărul celulelor trebuie mărit corespunzător.

În această din urmă categorie intră şi instalaţia noastră care necesită o memorie electronică $M > 100$, adică şapte celule de scădere. Introducînd un decatron pentru demultiplicare înaintea intrărilor $I_1$, $I_2$, $I_3$, $I_4$ (fig. 4), am redus

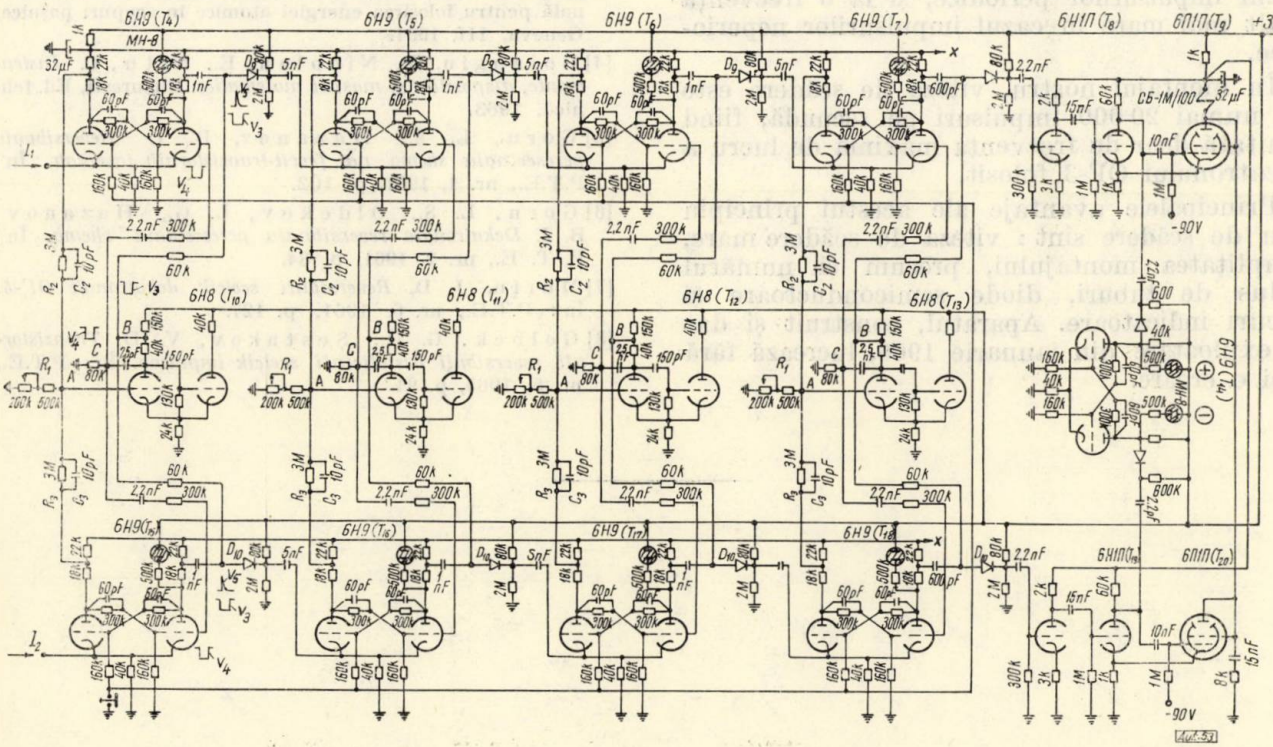



Fig. 5

numărul celulelor la patru cu o memorie electronică $M = 159$. Efectuarea sumelor $N_1 + N_2$, $N_3 + N_4$ etc. se realizează la intrarea circuitului decadic pe diodele $D_1 - D_8$ (fig. 4).

Circuitul decatronic mai prezintă avantajul că măreşte şi viteza de calcul a aparatului, dat

fiind că viteza de scădere a unei celule este limitată de timpul de rezoluţie al monostabilului ei.

Cu un decatron corespunzător, aparatul poate funcţiona corect pînă la o frecvenţă de repeti-

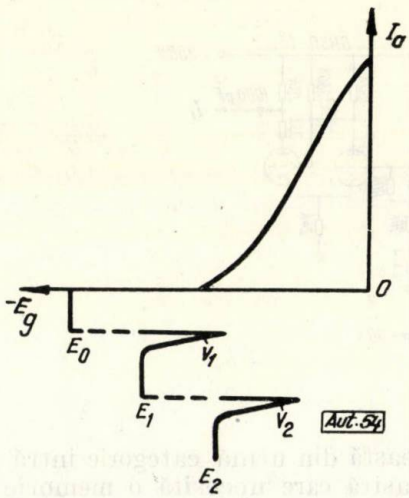



Fig. 6

ţie a impulsurilor de intrare $F \leqslant 150$ kHz în cazul impulsurilor periodice, şi la o frecvenţă mult mai mare în cazul impulsurilor neperiodice.

În montajul nostru, viteza de scădere este de numai 20 000 impulsuri pe secundă, fiind limitată doar de frecvenţa maximă de lucru a decatronului ОГ-3 folosit.

Principalele avantaje ale acestui principiu nou de scădere sînt: viteza de scădere mare, simplitatea montajului, precum şi numărul redus de tuburi, diode semiconductoare şi becuri indicatoare. Aparatul, construit şi dat în exploatare din ianuarie 1966, lucrează fără nici o eroare.

Date tehnice ale aparatului:

— capacitatea totală de înregistrare: $1{,}6 \cdot 10^6$ imp.;

— memoria electronică: 159 imp.;

— viteza de scădere: 0—20 000 imp./s;

— amplitudinea impulsului de intrare: $u = 12 - 50$ V;

— durata impulsului de intrare: $\tau = 0{,}2 - 10$ μs.

Autorul foloseşte acest prilej de a exprima mulţumiri colegilor *G. Frăţiloiu* şi *N. Seferian* pentru indicaţiile date, precum şi lui *Gh. Steliano* şi *B. Vişan* pentru concursul dat la executarea lucrării.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Purica, I. I. *Sur l'étude du comportement des neutrons thermiques dans les milieux finis avec la méthode de la caractéristique de fréquence*, avril 1963, I. F. A. 35 — FR. Conf. int. sur la physique et technique des réacteurs nucléaires de recherche, Praga, 1963.

[2] Purica, I. I., Seferian, N., Răcătăianu, E. *Étude d'un ensemble sous-critique par la méthode de la caractéristique de fréquence.* Exponential and critical experiments, vol. 3, I.A.E.A., Viena, 1964.

[3] Purica, I. I., Seferian, N., Răcătăianu, E. *La détermination, par la méthode de la caractéristique de fréquence, de la déformation de spectre des neutrons thermiques, dans les milieux hétérogènes.* Conferinţa internaţională pentru folosirea energiei atomice în scopuri paşnice, Geneva, III, 1964.

[4] Boiangiu, D., Nicolau, E., Niţu, C. *Instrumente, dispozitive şi maşini matematice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

[5] Gorn, L. S., Hazanov, B. I. *Reversibnaia perescetnaia shema na ferrit-tranzistornih iaceikah.* În: P.T.E., nr. 1, 1961, p. 102.

[6] Gorn, L. S., Oldekov, L. G., Hazanov, B. I. *Dekatronaia reversibnaia perescetnaia shema.* În: P. T. E., nr. 2, 1961, p. 84.

[7] Murin, I. D. *Reversibnti scetcik dekatronah OГ-5.* În: P.T.E., nr. 6, 1961, p. 127.

[8] Golbek, G. R., Şestakov, V. D. *Tranzistornti reversibnti desiaticinti scetcik impulsov.* În: P.T.E., nr. 5, 1965, p. 94.

Ing. N. MARINESCU

# Metode de analiză a circuitelor regenerative cu diode tunel

## I. Introducere

Analiza şi sinteza circuitelor regenerative cu diode tunel întîmpină dificultăţi mari, legate de prezenţa unor caracteristici statice puternic neliniare şi cu porţiuni cu rezistenţă diferenţială negativă.

Lucrările care tratează aceste probleme sînt numeroase şi din cercetarea lor se desprind două metode de analiză a circuitelor. Prima metodă constă în utilizarea unor planuri de fază în studiul circuitelor [1], [2], [3], iar a doua metodă urmăreşte rezolvarea pe porţiuni a ecuaţiilor de funcţionare a circuitelor polarizate liniar, aproximînd caracteristicile statice ale diodelor tunel prin segmente de dreaptă, parabole etc. [4], [5], [6].

În articol se face un studiu teoretic general al circuitelor regenerative cu diode tunel (II), şi se formulează reguli simple, practice, de analiză a acestora în planul fazelor (III). În aceste capitole metoda planului fazelor este aplicată într-un mod nou pentru studiul circuitelor regenerative cu diode tunel, exprimîndu-se reguli de analiză atît a circuitelor polarizate liniar cît şi neliniar.

Utilizînd cea de-a doua metodă se deduc în continuare formule aproximative de calcul al timpilor de comutaţie, duratelor impulsurilor, pauzelor şi revenirilor (IV).

## II. Studiul teoretic general

Circuitele regenerative se realizează obişnuit cu una sau două diode tunel.

Figura 1, *a* conţine schema circuitului regenerativ cu o diodă tunel. Dioda este reprezentată prin schema echivalentă în semnal mare, închisă în dreptunghiul trasat cu linie întreruptă, în care $L_s$ şi $R_s$ sînt inductanţa şi rezistenţa de disipaţie serie ale dispozitivului. $C(u)$ este capacitatea joncţiunii diodei, uşor crescătoare cu tensiunea de polarizare $U_d$ a acesteia. Reprezentarea caracteristicii diodei tunel ca o sursă de curent $i(u)$ este permisă, deoarece rezistenţa $R_s$ este foarte mică şi astfel $U_d \approx u$ (fig. 1, *b*).

Tensiunea $u_i(t)$ reprezintă sursa de semnal de intrare, iar $E_p$, tensiunea continuă de polarizare.

Ecuaţiile de funcţionare ale circuitului se scriu :

$$\left.\begin{aligned} C(u)\frac{du}{dt} &= i_d - i(u) = i_d + \frac{u-E_p}{R} - f(u) \\ L\frac{di_d}{dt} &= E_p - Ri_d - u + u_i(t) \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

în care :

$$C(u) = \frac{C_0}{\left(1-\frac{u}{u_0}\right)^{\alpha}}; \quad R = R_s + R_1;$$

$$L = L_s + L_1; \quad f(u) = i(u) - \frac{E_p - u}{R}.$$

Funcţia $f(u)$ s-a denumit funcţie de polarizare şi se obţine prin scăderea ordonatelor dreptei

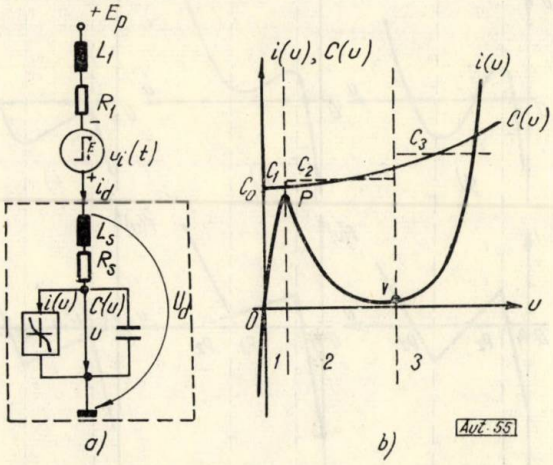



Fig. 1

de sarcină din ordonatele caracteristicii statice a diodei tunel în planul $(u, i)$. $C_0$ este capacitatea joncţiunii diodei tunel pentru $u = 0$; $u_0$ este înălţimea barierei de potenţial, iar $\alpha \approx \frac{1}{2}$ [4].

Eliminînd curentul $i_d$ dintre ecuaţiile sistemului (1) se obţine ecuaţia :

$$\frac{LC(u)}{R}\cdot\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{L}{R}\cdot\frac{\alpha C(u)}{du}\left(\frac{du}{dt}\right)^2 + \left[C(u) + \right.$$

$$\left. + \frac{L}{R^2}\left(R\frac{df(u)}{du} - 1\right)\right]\frac{du}{dt} + f(u) = \frac{u_i(t)}{R}. \quad (2)$$

Variaţia capacităţii joncţiunii cu tensiunea $u$ pentru banda uzuală de variaţie a tensiunii este slabă. Liniarizînd funcţia $f(u)$ şi discutînd funcţionarea diodei pe porţiuni, putem considera valoarea capacităţii $C(u)$ constantă sau cel mult variabilă de la porţiune la porţiune, aşa cum arată caracteristica punctată din figura 1, *b*.

În figura 2 *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f* se găsesc trasate caracteristicile statice ale diodelor tunel pentru cele patru moduri de polarizare : *a* — circuite basculante bistabile, *b* şi *c* — circuite basculante de tip Schmitt, *d* şi *e* — circuite basculante monostabile, şi *f* — circuite basculante

astabile sau oscilatoare armonice. În figura 2, *g*, *h*, *i*, *j*, *k*, *l* s-au construit funcţiile de polarizare, iar figura 2, *m*, *n*, *o*, *p*, *r*, *s* conţine liniarizările corespunzătoare ale acestora pe intervalele 1, 2, 3. Pentru simplitatea expu-

În originea planului fazelor de coordonate $\left(\frac{dx_j}{dt}, x_j\right)$ traiectoriile punctului dinamic de funcţionare, descrise de ecuaţia (5), vor avea un nod instabil, un focar instabil, un centru, un focar

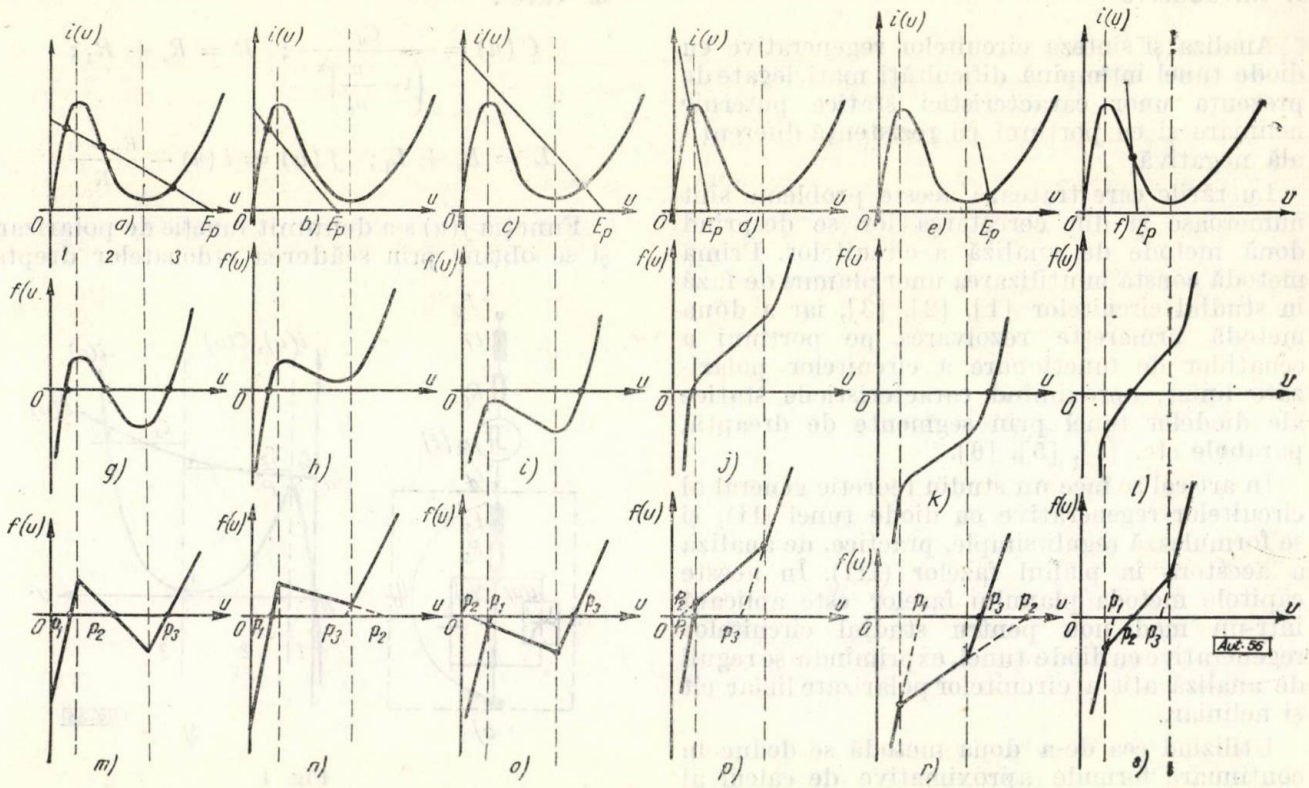


Fig. 2

nerii s-a făcut aproximarea funcţiei de polarizare prin trei segmente de dreaptă, dar acest lucru nu este obligatoriu, numărul de segmente putînd fi mai mare cînd se cer calcule precise.

Fie ecuaţia aproximării rectilinii a funcţiei de polarizare în intervalul $j$ (unde $j = 1, 2$ sau 3 în cazul de faţă) de forma :

$$f_j(u) = K_j\,(u - p_j), \qquad (3)$$

în care prin $p_j$ s-a notat abscisa punctului $p_j$.

Admiţînd valoarea capacităţii joncţiunii constantă în raport cu variaţia tensiunii, $C(u) = C$, considerînd că semnalul de intrare $u_i\,(t)$ apare doar sub formă de trepte de mărime $E$, şi făcînd schimbarea de variabilă :

$$x_j = u - (p_j + a_j), \text{ unde } a_j = \frac{E}{RK_j}, \qquad (4)$$

ecuaţia (2) capătă forma :

$$\frac{d^2 x_j}{dt^2} + 2\xi_j\,\omega_{nj}\frac{dx_j}{dt} + \omega_{nj}^2\,x_j = 0, \qquad (5)$$

în care :

$$\xi_j = \frac{\frac{R}{L} + \frac{K_j}{C} - \frac{1}{RC}}{2\sqrt{\frac{K_j R}{LC}}} \text{ şi } \omega_{nj}^2 = \frac{K_j R}{LC}.$$

stabil sau un nod stabil pentru $\omega_{nj}^2 > 0$, după cum factorul de amortizare $\xi_j$ este $\xi_j < -1$ ; $-1 < \xi_j < 0$ ; $\xi_j = 0$ ; $0 < \xi_j < 1$ sau $\xi_j > 1$, respectiv. Dacă $\omega_{nj}^2 < 0$, originea planului $\left(\frac{dx_j}{dt}, x_j\right)$ va fi un punct şa, iar asimptotele traiectoriilor de fază vor avea pante egale cu rădăcinile ecuaţiei caracteristice a ecuaţiei (5).

Trecerea de la planul fazelor de coordonate $\left(\frac{dx_j}{dt}, x_j\right)$ la planul fazelor de coordonate $\left(\frac{du}{dt}, u\right)$ se face translatînd traiectoriile de fază obţinute în planul $\left(\frac{dx_j}{dt}, x_j\right)$ spre dreapta cu cantităţile $(p_j + a_j)$, diferite pentru cele trei regiuni 1, 2, 3.

Dacă înainte de aplicarea la intrare a treptei de tensiune de amplitudine $E$ punctul de funcţionare se găsea într-un punct stabil oarecare $p_j$, la apariţia acesteia punctul dinamic de funcţionare evoluează pe o traiectorie de fază ce are ca origine a sistemului de axe punctul $u = p_j + a_j$. Se observă din (4) că pentru $E > 0$, $a_j > 0$ dacă $K_j > 0$, şi $a_j < 0$ pentru $K_j < 0$.

Condiţiile impuse factorului de amortizare şi pătratului pulsaţiei naturale în vederea determinării naturii punctului critic se traduc în relaţii

între parametrii circuitului după cum urmează. Punctul critic va fi un :

— nod stabil dacă

$$L < \frac{R^2 C}{(\sqrt{K_j R}+1)^2} \text{ şi } K_j > 0 ; \quad (6)$$

— focar stabil dacă

$$L > \frac{R^2 C}{(\sqrt{K_j R}+1)^2}, \quad (7)$$

pentru regiunile cu conductanţa diferenţială $g_j = K_j - \frac{1}{R} > 0$ a caracteristicii statice a diodei tunel, şi

$$\frac{RC}{|g_j|} > L > \frac{R^2 C}{(\sqrt{K_j R}+1)^2}$$

şi $K_j > 0$, pentru regiunile cu $g_j < 0$.

Următoarele puncte critice se pot realiza doar în regiunea cu pantă negativă a caracteristicii statice ($g_j < 0$). Astfel punctul critic va fi un :

— centru de ciclu limită dacă

$$L = \frac{RC}{|g_j|} \text{ şi } K_j > 0 ; \quad (9)$$

— focar instabil dacă

$$\frac{RC}{|g_j|} < L < \frac{R^2 C}{(\sqrt{K_j R}-1)^2} \text{ şi } K_j > 0 ; \quad (10)$$

— nod instabil dacă

$$L > \frac{R^2 C}{(\sqrt{K_j R}-1)^2} \text{ şi } K_j > 0 ; \quad (11)$$

— punct şa dacă

$$K_j < 0. \quad (12)$$

În cazul concret al aproximărilor din figura 2 pentru $j = 1$ şi $j = 3$, $g_j > 0$ şi $\xi_j > 0$, deci nu pot exista decît un focar stabil sau un nod stabil în aceste regiuni. În mod real $g_1 > g_3$, deci şi $K_1 > K_3$. Această ultimă inegalitate nu impune restricţii asupra raportului dintre $\xi_1$ şi $\xi_3$ decît într-o anumită măsură, dată de relaţia (14) :

$$\xi_1 \gtrless \xi_3 \quad (13)$$

dacă

$$\frac{g_1 g_3}{C^2} + \frac{g_1 + g_3}{RC^2} + \frac{2}{LC} \gtrless \frac{R^2}{L^2}. \quad (14)$$

Condiţia de stabilitate a circuitului cu diodă tunel privind, evident, doar punctele de funcţionare din regiunea cu pantă negativă a caracteristicii statice ($g_j < 0$), se scrie :

$$\frac{L|g_j|}{C} < R < \frac{1}{|g_j|}. \quad (15)$$

Numai îndeplinind condiţia (15), un punct din regiunea 2 poate deveni punct de funcţionare al unui amplificator liniar stabil.

În cazul polarizării din figura 2, *a*, $K_2 < 0$, deci punctul $u = p_2 + a_2$ va fi cu siguranţă un

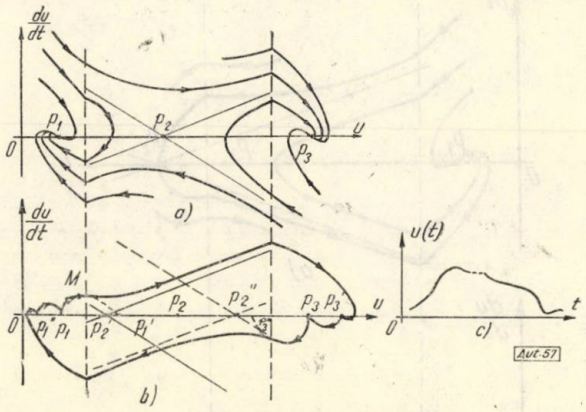



Fig. 3

punct şa. Punctele extreme $u = p_1 + a_1$ şi $u = p_3 + a_3$ pot fi focare stabile sau noduri stabile, ordinea fiind oarecare. Pentru a asigura o comutaţie cît mai precisă se vor crea în extreme noduri stabile critice, cu factori de amortizare cît mai apropiaţi de unitate.

Figura 3, *a* conţine tabloul iniţial al caracteristicilor de fază, punctele critice extreme fiind noduri stabile şi totodată singurele puncte de echilibru stabil din plan. Fie iniţial punctul de funcţionare în $p_1$ (fig. 3, *b*). Dacă impulsul de comandă $u_i$ este destul de puternic şi de durată suficient de mare pentru a apropia punctele $p_1$ şi $p_2$, astfel ca punctul dinamic de funcţionare $M$ să întîlnească în drumul său spre $p_1'$ (noul nod stabil $p_1' = p_1 + a_1$) o traiectorie de fază cuprinsă în unghiul superior al asimptotelor concurente în $p_2'$ (venit în întîmpinarea lui $p_1'$) în regiunea 2, comutarea are loc. După ce a trecut în regiunea 3, punctul $M$ se îndreaptă spre nodul stabil $p_3' = p_3 + a_3$. La dispariţia impulsului de comandă punctul curent urmează o traiectorie ce îl duce la vechiul nod stabil $p_3$. Aplicînd un impuls negativ de comandă basculareа are loc în sens invers din $p_3$ în $p_1$ în mod similar.

În cazul polarizărilor din figurile 2, *b* şi 2, *c*, regiunile extreme vor poseda focare stabile sau noduri stabile, iar regiunea centrală un punct şa. În regim staţionar, punctul de funcţionare nu se va putea găsi decît în $p_1$ pentru polarizarea din figura 2, *b*, deoarece regiunea 3 nu conţine punctul de echilibru stabil. Pentru polarizarea din figura 2, *c*, din aceleaşi motive, punctul staţionar se poate afla doar în $p_3$. Datorită existenţei acestor stări preferenţiale, circuitele astfel polarizate sînt circuite basculante de tip Schmitt.

Fie cazul polarizării din figura 2, *b*.

Mecanismul basculării din $p_1$ în $p_3'$ este similar celui descris anterior (fig. 4).

La încetarea impulsului de comandă are loc întoarcerea în starea preferenţială $p_1$.

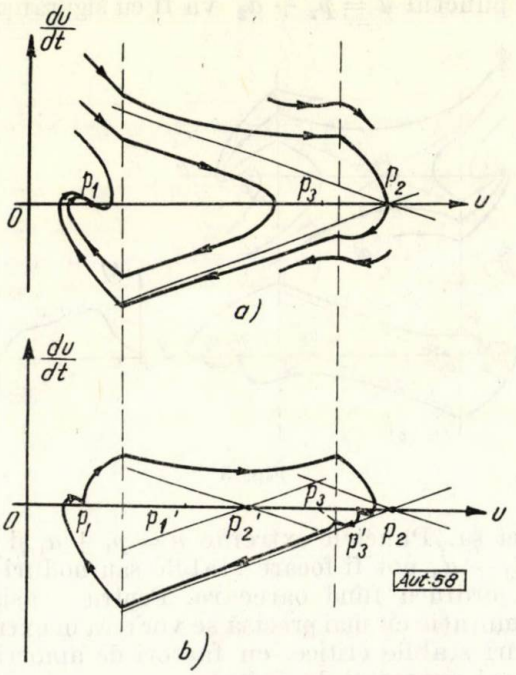



Fig. 4

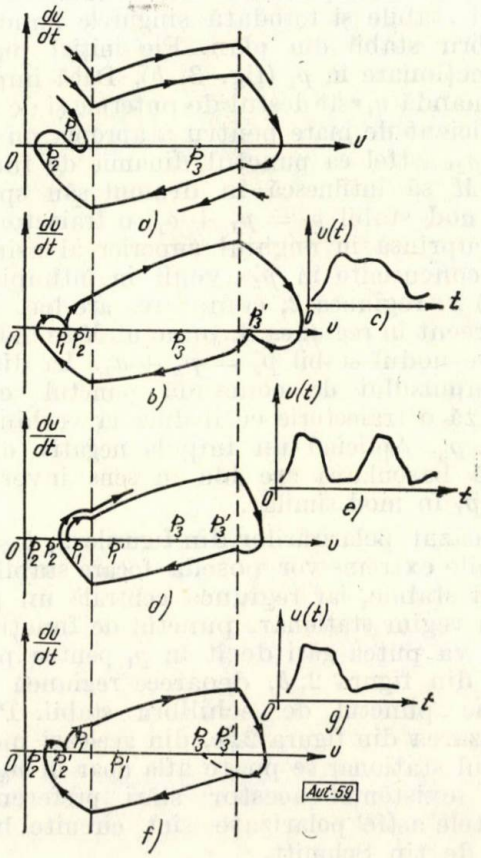



Fig. 5

Cazurile interesante ale polarizărilor din figurile 2, *d* şi 2, *e* sînt cele în care regiunea 2 prezintă un focar instabil sau un nod instabil. Ca şi pentru circuitele de tip Schmitt, punctul staţionar de funcţionare se poate găsi doar în $p_1$ pentru polarizarea din figura 2, *d* şi în $p_3$ pentru cea din figura 2, *e*.

Fie polarizarea din figura 2, *d* cu noduri stabile în extreme (fig. 5, *a*). La aplicarea unui impuls pozitiv de comandă, suficient de mare ca să mute $p_1$ în $p_1'$ în regiunea 2, are loc basculare (fig. 5, *b*). Dacă $p_3'$ a migrat în acest timp în regiunea 3, basculare se termină în el şi starea circuitului se menţine astfel pînă la încetarea impulsului de comandă, cînd punctul dinamic de funcţionare se întoarce în $p_1$, modelînd astfel tot un circuit de tip Schmitt. Dacă $p_3'$ a rămas în regiunea 2, regimul care urmează este un regim astabil care durează pînă la încetarea impulsului de comandă (fig. 5, *d*). Tendinţa de dilatare a traiectoriei în plan va fi limitată spre dreapta de creşterea mai accentuată a conductanţei $g_3$ decît creşterea capacităţii $C$ şi spre stînga de creşterea conductanţei $g_1$

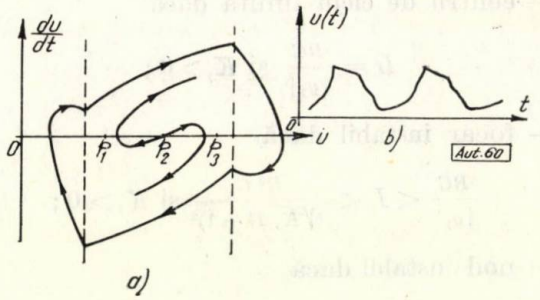



Fig. 6

şi de scăderea capacităţii $C$. Dacă aceste tendinţe de limitare a ciclului de funcţionare nu sînt suficiente ca acesta să rămînă în zona permisă de funcţionare, dioda se distruge termic. În general însă, impulsul de comandă încetează la trecerea punctului dinamic de funcţionare din regiunea 2 în regiunea 3, astfel că punctul curent se întoarce pe una din traiectoriile de fază din figura 5, *a*, realizînd astfel o comportare tipic monostabilă.

În cazul polarizării din figura 2, *f*, variante interesante sînt cele pentru care regiunea centrală conţine un centru, un focar instabil sau un nod instabil. Punctele de echilibru stabil ale regiunilor extreme sînt plasate în regiunea centrală.

Fie combinaţia nod stabil — nod instabil — nod stabil din figura 6.

După un timp suficient de mare de la alimentare punctul de funcţionare se înscrie pe un ciclu limită, oscilaţiile apărute în acest circuit stabil fiind limitate de tendinţe similare celor descrise anterior. Creînd în $p_2$ un centru, se

poate realiza un oscilator armonic, utilizînd regiuni restrînse ale caracteristicii statice în vecinătatea punctului de inflexiune (fig. 7).

Circuitele regenerative cu două diode tunel pot

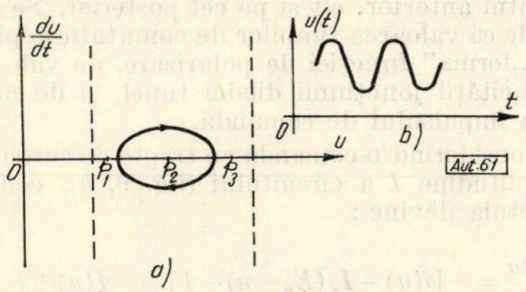



Fig. 7

fi reduse la forma circuitelor regenerative cu o diodă tunel. Figura 8, *a* conţine schema circuitului regenerativ cu două diode tunel, cuplate în serie.

cu atît sînt necesare mai multe plane de coordonate $\left(\frac{dx_j}{dt}, x_j\right)$ suprapuse în planul $\left(\frac{du}{dt}, u\right)$. Din aceste motive vom căuta să reducem ordinul ecuaţiilor de funcţionare a circuitelor în anumite ipoteze simplificatoare, fără ca precizia rezultatelor să fie afectată.

## III. Analiza circuitelor

a) *Timpii de comutaţie, pragurile de basculare şi trasarea fronturilor*

Vom analiza cazul general al circuitului regenerativ cu o diodă tunel polarizată neliniar, neglijînd prezenţa inductanţei şi a rezistenţei de disipaţie serie ale diodei şi considerînd capacitatea joncţiunii constantă. Polarizarea neliniară se realizează de obicei tot cu dispozitive tunel (rezistoare tunel şi diode unitunel) sau cu diode convenţionale cu contacte punctiforme,

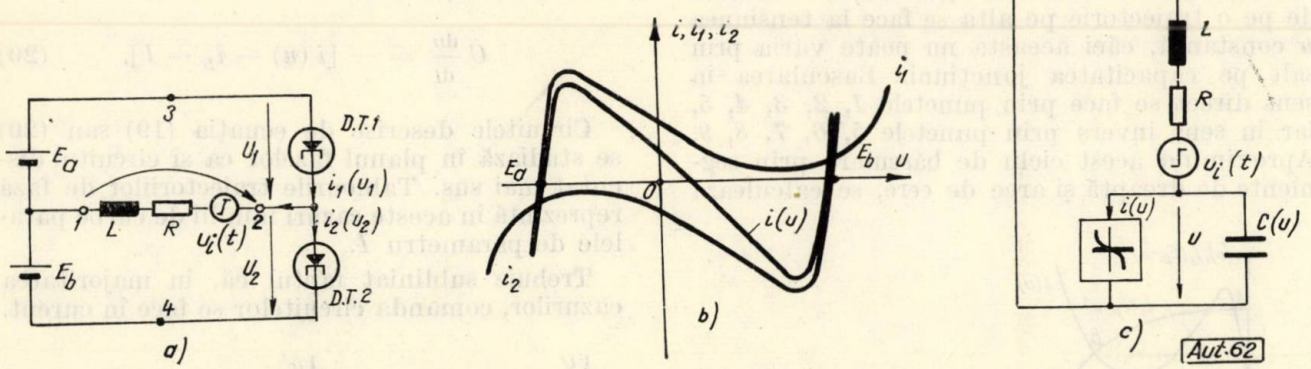



Fig. 8

Caracteristica statică a montajului privit pe la bornele 2—1 este dată de ecuaţia :

$$i(u) = i_1(E_a + u) - i_2(E_b - u) \quad (16)$$

şi se obţine conform construcţiei grafice din figura 8, *b* [7].

Punctele 1, 3 şi 4 au acelaşi potenţial în curent alternativ. Neglijînd prezenţa inductanţelor serie şi a rezistenţelor de disipaţie serie foarte mici ale diodelor tunel, putem afirma că la bornele 1 — 2 apare o capacitate echivalentă egală cu suma capacităţilor joncţiunilor diodelor tunel :

$$C(u) = C_1(E_a + u) + C_2(E_b - u). \quad (17)$$

Astfel schema echivalentă a circuitului regenerativ cu două diode tunel capătă o formă asemănătoare cu cea a circuitului regenerativ cu o diodă tunel (fig. 8, *c*) şi teoria aplicată pentru cel din urmă se extinde şi asupra celuilalt.

Analiza şi sinteza circuitelor regenerative cu diode tunel se pot face utilizînd planele de fază descrise mai sus, dar construirea acestor plane este laborioasă. Cu cît precizia dorită creşte, pentru a nu altera performanţele de viteză ale circuitelor. Schemele tuturor acestor circuite se pot reduce la forma din figura 9, *a*, în care locul rezistenţei $R$ din circuitele polarizate liniar l-a luat elementul neliniar descris de funcţia $i_s(u_s)$.

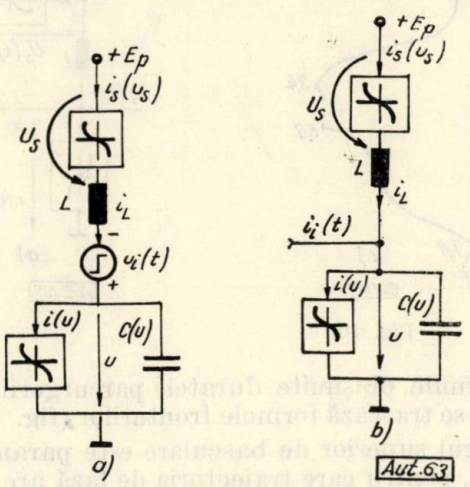



Fig. 9

În circuitele basculante bistabile şi de tip Schmitt inductanţa $L$ lipseşte, iar ecuaţia de funcţionare a acestora se poate scrie :

$$C\frac{du}{dt}=-[i(u)-i_s(E_p-u+E)]=-F(u,E), \quad (18)$$

unde funcţia de polarizare $f(u)=F(u,E)|_{E=0}$ se obţine, ca şi la circuitele regenerative polarizate liniar, prin scăderea ordonatelor caracteristicii de sarcină din ordonatele caracteristicii statice a diodei tunel în planul $(u, i)$. Ecuaţia (18) descrie direct traiectoriile de fază în planul de coordonate $\left(C\frac{du}{dt}, u\right)$, nemaifiind necesară liniarizarea funcţiei de polarizare. Funcţia $F(u, E)$ se construieşte ca şi funcţia de polarizare, translatînd în prealabil caracteristica de sarcină spre dreapta cu valoarea $E$.

Fie circuitul basculant bistabil polarizat ca în figura 10, *a*.

Pentru diverşi parametri $E$ se obţine tabloul traiectoriilor de fază din figura 10, *b*. Trecerea de pe o traiectorie pe alta se face la tensiunea $u$ constantă, căci aceasta nu poate varia prin salt pe capacitatea joncţiunii. Bascularea în sens direct se face prin punctele *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, iar în sens invers prin punctele *5*, *6*, *7*, *8*, *9*. Aproximînd acest ciclu de basculare prin segmente de dreaptă şi arce de cerc, se calculează

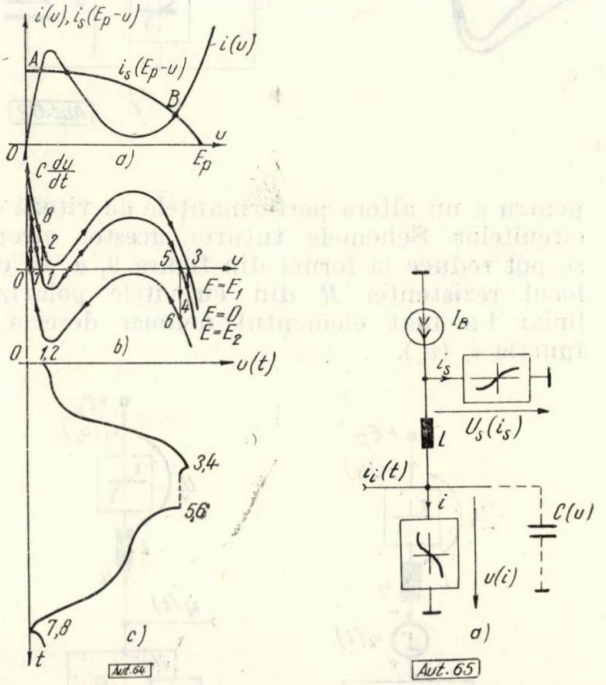






Fig. 10

cu formule obişnuite duratele parcurgerii acestora şi se trasează formele fronturilor (fig. 10, *c*).

Pragul superior de basculare este parametrul $E > 0$, pentru care traiectoria de fază are minimul în semiplanul superior, iar pragul inferior este parametrul $E < 0$, pentru care traiectoria de fază are maximul situat în semiplanul inferior.

Se remarcă prezenţa a două cocoaşe, atît pe frontul anterior, cît şi pe cel posterior. Se conchide că valoarea timpilor de comutaţie depinde de „forma" funcţiei de polarizare, de valoarea capacităţii joncţiunii diodei tunel, şi de mărimea impulsului de comandă.

Considerînd o comandă cu trepte de curent de amplitudine $I$ a circuitului (fig. 9, *b*), ecuaţia acestuia devine :

$$C\frac{du}{dt}=-[i(u)-I_s(E_p-u)-I]=-f(u)+I. \quad (19)$$

În circuitele basculante monostabile şi astabile inductanţa $L$ este în general suficient de mare ca, pe durata foarte scurtă a comutării, curentul $i_L$ prin bobină să poată fi considerat constant. Compararea acestor circuite este descrisă de ecuaţia :

$$C\frac{du}{dt}=-[i(u)-i_L-I]. \quad (20)$$

Circuitele descrise de ecuaţia (19) sau (20) se studiază în planul fazelor ca şi circuitul discutat mai sus. Tablourile traiectoriilor de fază reprezintă în aceste cazuri familii de curbe paralele de parametru $I$.

Trebuie subliniat faptul că, în majoritatea cazurilor, comanda circuitelor se face în curent.

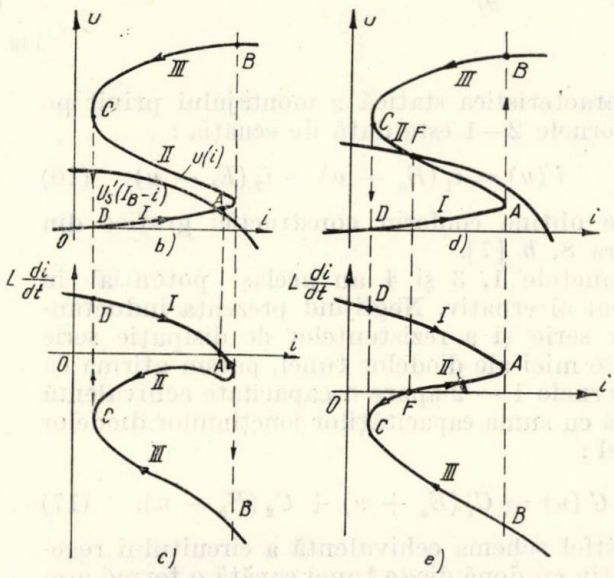



Fig. 11

b) *Duratele impulsurilor, pauzelor şi revenirilor, şi trasarea formei acestora*

Se studiază circuitele basculante monostabile şi astabile, în cazul general al polarizării neliniare. S-a dovedit a fi utilă reprezentarea sursei

de alimentare ca un generator de curent $I_B$. $I_B$ se divide în curentul ce străbate inductanţa $L$ şi cel prin elementul neliniar descris de funcţia $U_s(i_s)$ (fig. 11, *a*).

Întrucît pe timpul formării impulsurilor, revenirilor şi pauzelor tensiunea pe dioda tunel variază puţin şi relativ lent, se poate neglija prezenţa capacităţii joncţiunii. Pentru circuitul basculant astabil $i_i(t) = 0$. În cazul circuitului basculant monostabil, curentul de intrare are forma unor impulsuri scurte care încetează după bascularea acestuia, astfel că, pentru calculul duratelor impulsurilor şi revenirilor, se poate admite că $i_i(t) = 0$. Astfel de circuite sînt descrise de ecuaţia :

$$L\frac{di}{dt} = -[u(i) - U_s(I_B - i] = -g(i). \quad (21)$$

Funcţia de polarizare în curent $g(i)$ se construieşte ca şi funcţia $f(u)$, după care se pot desena planele de fază din figura 11, *c* pentru circuitul basculant monostabil cu stare preferenţială la tensiune mică, polarizat ca în figura 11, *b*, şi din figura 11, *e* pentru circuitul basculant astabil, polarizat ca în figura 11, *d*.

Pentru circuitul basculant monostabil, impulsul se formează în timpul parcurgerii arcului $\widehat{BC}$, iar revenirea are loc în timpul migrării punctului dinamic de funcţionare din $D$ în $A$. Impulsul oferit la ieşire de circuitul basculant astabil se formează la parcurgerea arcului de traiectorie $\widehat{BC}$, iar pauza descrie arcul $\widehat{DA}$.

## IV. Studiul circuitelor liniarizate

Se vor deduce o serie de formule uzuale în analiza circuitelor polarizate liniar.

Este posibilă obţinerea unor formule de calcul al timpilor de comutaţie a circuitelor basculante bistabile cu comutaţie de tensiune ($R \to \infty$), a circuitelor basculante monostabile şi astabile.

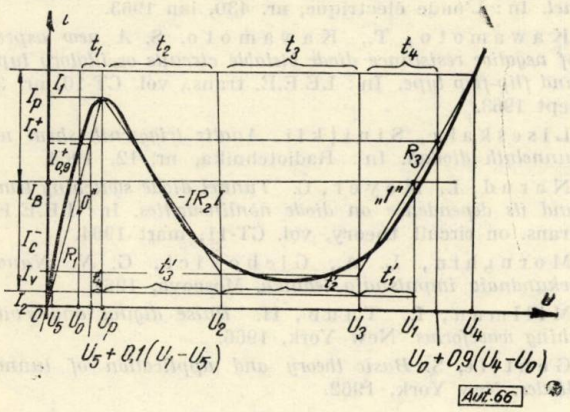



Fig. 12

În cazurile citate mai sus, comutaţia are loc la un curent practic constant.

Fie circuitul basculant bistabil cu comutaţie de tensiune, polarizat ca în figura 12, în care $I_B$ este curentul de polarizare, $I_c^+$ impulsul pozitiv de curent care provoacă bascularea diodei la tensiune înaltă, şi $I_c^-$ — impulsul negativ de curent care cauzează revenirea diodei la starea de joasă tensiune. Se aproximează caracteristica

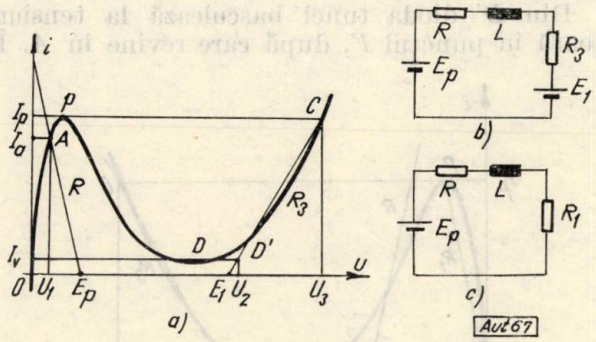



Fig. 13

statică a diodei tunel prin patru segmente de dreaptă de pante $\frac{1}{R_1}$, $-\frac{1}{|R_2|}$, 0, $\frac{1}{R_3}$. Se ştie că :

$$i_c = C\frac{du}{dt} = I_{1(2)} - i(u), \quad (22)$$

unde $I_1$ este nivelul total de curent la bascularea din „0" în „1", iar $I_2$ — nivelul total de curent la bascularea din „1" în „0".

Tensiunea pe dioda tunel creşte cu 0,9 ($U_4 - U_0$) în timpul :

$$T = \sum_{K=1}^{4} t_K = R_1 C \ln\frac{I_1 - I_B}{I_1 - I_p} + |R_2| C \ln\frac{I_1 - I_v}{I_1 - I_p} + C\frac{U_3 - U_2}{I_1 - I_v} + R_3 C \ln\frac{I_1 - I_v}{I_1 - I_{0,9}^+}. \quad (23)$$

Tensiunea pe dioda tunel scade cu 0,9 ($U_1 - U_5$) în timpul :

$$T' = \sum_{K=1}^{4} t_K' = R_3 C \ln\frac{I_B - I_2}{I_v - I_2} + C\frac{U_3 - U_2}{I_v - I_2} + |R_2| C \ln\frac{I_p - I_2}{I_v - I_2} + R_1 C \ln\frac{I_p - I_2}{I_{0,9}^- - I_2}. \quad (24)$$

Fie un circuit basculant monostabil, polarizat ca în figura 13, *a*.

Impulsul de tensiune apărut la ieşirea circuitului durează cît timp punctul de funcţionare parcurge porţiunea $\widehat{CD}$ din caracteristica statică aproximată prin segmentul de dreaptă $\overline{CD'}$. Se neglijează prezenţa capacităţii joncţiunii. Schema echivalentă a circuitului este cea din figura 13, *b*, descrisă de ecuaţia :

$$(sL + R_T)\, I(s) = -\frac{E_e}{s} + I_p L, \quad (25)$$

unde $R_T = R + R_3$ şi $E_e = E_1 - E_p$.

Scriind că $i(T_i) = i_v$ se deduce :

$$T_i = \frac{L}{R_T} \ln \frac{E_e + I_p R_T}{E_e + I_v R_T}. \quad (26)$$

Din $D'$ dioda tunel basculează la tensiune joasă în punctul $F$, după care revine în $A$. În

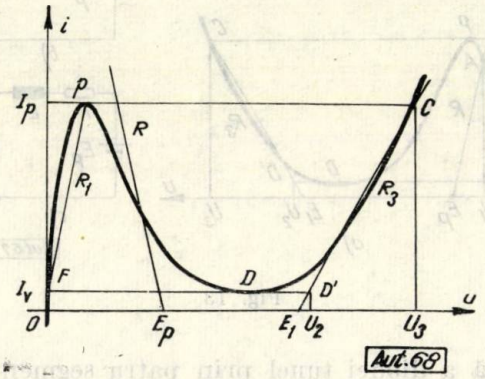



Fig. 14

timpul revenirii schema echivalentă a montajului este dată de figura 13, *c* şi este descrisă de ecuaţia :

$$(sL + R'_T) I(s) = \frac{E_p}{s} + I_v L, \text{ unde } R'_T = R + R_1. \quad (27)$$

Revenirea se termină cînd $i(T_r) = 0{,}9\ (I_a - I_v)$, deci :

$$T_r = \frac{L}{R'_T} \ln \frac{E_p - I_v R'_T}{E_p - 0{,}9\,(I_a - I_v) R'_T}. \quad (28)$$

Fie circuitul basculant astabil, polarizat ca în figura 14.

Impulsul de tensiune se formează cît timp este parcurs arcul $\overset{\frown}{CD}$, aproximat prin segmentul de dreaptă $\overline{CD'}$, iar pauza pe porţiunea $\overline{FP}$. Se deduce în mod similar durata impulsului :

$$T_i = \frac{L}{R_T} \ln \frac{E_e - I_p R_T}{E_e + I_v R_T} \text{ (unde } R_T = R + R_3 \text{ şi } E_e = E_1 - E_p) \quad (29)$$

şi durata pauzei :

$$T_p = \frac{L}{R'_T} \ln \frac{E_p - I_v R'_T}{E_p - I_p R'_T}, \text{ unde } R'_T = R + R_1. \quad (30)$$

Formule asemănătoare celor prezentate în acest capitol se pot deduce pentru circuitele basculante cu două diode tunel.

## V. Concluzii

Aplicarea metodei planului fazelor la studiul circuitelor cu diode tunel este deosebit de utilă. Cu această metodă se poate face o analiză amănunţită a comportării dinamice a circuitelor regenerative cu diode tunel în planul de coordonate $\left(\frac{du}{dt}, u\right)$, cu traiectorii de fază descrise de ecuaţii diferenţiale de ordinul doi.

S-a arătat că, în urma unor ipoteze simplificatoare, ecuaţiile diferenţiale ale circuitelor cu diode tunel îşi pot reduce ordinul cu o unitate, oferind o precizie suficient de mare a rezultatelor. Astfel se utilizează planul de faze de coordonate $\left(C\frac{du}{dt}, u\right)$ pentru calculul timpilor de comutaţie, al pragurilor de basculare şi trasarea fronturilor. Planul de faze de coordonate $\left(L\frac{di}{dt}, i\right)$ serveşte pentru calculul duratelor impulsurilor, pauzelor şi revenirilor, precum şi pentru trasarea formelor acestora. Cu aceste tehnici de calcul se pot face analiza şi sinteza circuitelor regenerative cu una şi două diode tunel, polarizate liniar şi neliniar.

Pentru circuitele polarizate liniar s-au dedus formule aproximative de calcul al timpilor de basculare, al duratelor impulsurilor, pauzelor şi revenirilor.

Metodele descrise aici au fost folosite pentru proiectarea unor seturi logice funcţional complete, a unor memorii, sumatoare, numărătoare, registre şi numărătoare în inel, alcătuite cu diode tunel, obţinîndu-se o bună concordanţă între rezultatele teoretice şi cele experimentale. Spaţiul limitat disponibil nu permite prezentarea acestor lucrări în acest articol.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Revuz, I. *Régimes non linéaires dans les diodes tunnel.* In : L'onde électrique, nr. 430, ian 1963.

[2] Kawamoto, T., Kawamoto, S. *A new aspect of negative resistance diode bistable circuits oscillatory type and flip-flop type.* In : I.E.E.E. trans., vol. CT-10, nr. 3, sept 1963.

[3] Liseskaia, Siniţkii. *Analiz triggernih shem na tunnelnih diodah.* In : Radiotehnika, nr. 12, 1964.

[4] Narud, I., Meyer, C. *Tunnel diode switching time and its dependence on diode nonlinearities.* In : I.E.E.E. trans. on circuit theory, vol. CT-11, mart 1964.

[5] Morughin, L. A., Glebovici, G. V. *Nanosekundnaia impulsnaia tehnika.* Moscova, 1964.

[6] Millman, I., Taub, H. *Pulse digital and switching waveforms.* New York, 1966.

[7] Gentile, S. *Basic theory and application of tunnel diodes.* New York, 1962.

Ing. V. MARINOIU şi ing. M. PLOSCARU

# Robinete de reglare. Comportarea în regim static şi calculul de alegere

Este cunoscut că robinetele de reglare sînt elemente ale dispozitivelor de automatizare care servesc la modificarea cantităţii de substanţă introdusă în obiectul automatizat. Prin locul pe care îl ocupă în cadrul sistemului de reglare automată — în punctul de conexiune a dispozitivului de automatizare la obiectul automatizat — robinetul de reglare are un rol foarte important.

Dacă conexiunea de la obiectul automatizat la dispozitivul de automatizare — realizată prin traductor — este în general bine rezolvată, conexiunea de la dispozitivul de automatizare la obiectul automatizat continuă să pună multe semne de întrebare.

În practica automatizării se întîlneşte în general următoarea situaţie: sînt specialişti în domeniul construcţiei şi exploatării dispozitivelor de conducere automată (electronice sau pneumatice), specialişti în problemele legate de obiectul automatizat (tehnologii), iar conexiunile dintre cele două părţi importante ale sistemului automat sînt de multe ori ignorate.

Aşa se explică faptul că, în practica proiectării sistemelor automate, problema unui calcul corect de alegere a robinetelor de reglare este tratată superficial. Urmarea acestui aspect este că de cele mai multe ori robinetul de reglare lucrează ca un element puternic neliniar, iar sistemul de reglare automată (SRA) în ansamblu are o funcţionare nesatisfăcătoare.

În literatura de specialitate [3] au apărut şi idei care susţin că „orice robinet de reglare reglează". Problema este însă cum „reglează", care este calitatea procesului de reglare a unui SRA în care robinetul de reglare este rezultatul unei alegeri arbitrare? Răspunsul la această întrebare este în marea majoritate a cazurilor nesatisfăcător.

Pe lîngă aspectul strict funcţional nesatisfăcător alegerea necorectă a robinetelor de reglare prezintă serioase implicaţii economice [6], [7]. Astfel, pentru un sistem hidraulic dat, alegerea unui robinet de reglare supradimensionat duce la cheltuieli de investiţii mari, cheltuieli de exploatare relativ mici şi o caracteristică statică puternic neliniară. Alegerea unui robinet de reglare subdimensionat duce la cheltuieli de investiţii relativ mici, cheltuieli de exploatare mari şi la o caracteristică statică mult apropiată de liniaritate.

În lucrarea de faţă ne-am propus să tratăm unele aspecte privind caracteristicile statice ale robinetelor de reglare şi unele observaţii în legătură cu calculul de alegere a acestora. Aceste observaţii şi concluzii au rezultat în urma unui studiu amplu al literaturii de specialitate din ultimii ani şi a unor cercetări teoretice şi experimentale efectuate în cadrul Catedrei de automatică şi electronică de la Institutul de petrol, gaze şi geologie.

Mai facem o precizare şi anume că, în prezenta lucrare, nu se tratează problema acţionării robinetului de reglare, aceasta putînd fi pneumatică, electrică sau hidraulică. În ceea ce priveşte funcţionarea mecanismului de acţionare a robinetului de reglare se face numai ipoteza că aceasta are o caracteristică statică fără histerezis, cerinţă uşor de realizat prin utilizarea dispozitivelor de poziţionare.

## 1. Rolul funcţional al robinetelor de reglare

Mărimea de intrare în robinetul de reglare este semnalul de comandă, iar mărimea de ieşire este debitul de substanţă (agentul de reglare) ce trece prin robinet.

În general, robinetul de reglare este fixat printr-un sistem hidraulic care poate fi schematizat ca în figura 1.

Sub acţiunea factorilor perturbatori $W$, valoarea mărimii de ieşire $x_e$, care poate fi un parametru fizic ca temperatura, concentraţia, nivelul sau presiunea în obiectul automatizat *1*, se modifică. Prin acţiunea robinetului de reglare *3* asupra mărimii de intrare $x_i$ în obiectul automatizat, valoarea mărimii de ieşire $x_e$ este readusă la valoarea fixată.

Obiectul automatizat *1*, prin raport cu sursa de presiune *3*, este situat la cota $H_1$, $H_2$ sau zero.

Sensul de curgere a agentului de reglare este spre obiectul automatizat — cazul reglării tem-

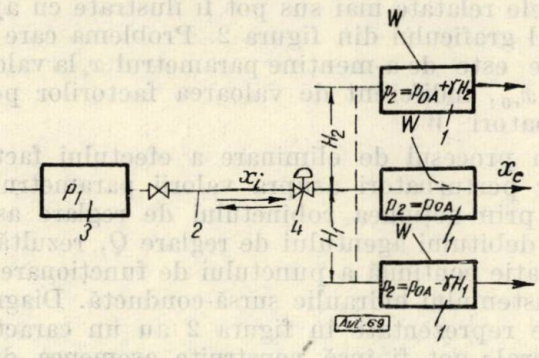



Fig. 1. Sistemul hidraulic sursă — conductă — robinet de reglare — obiect automatizat:

*1* — obiect automatizat; *2* — conductă; *3* — sursă sau consumator de energie, respectiv substanţă; *4* — robinet de reglare; $p_1$ — presiunea sursei; $p_{OA}$ — presiunea din obiectul automatizat; $p_2$ — presiunea de calcul; $H_1$, $H_2$ — diferenţa de nivel între sursă şi obiectul automatizat.

peraturii, concentraţiei etc. — sau invers, dinspre obiectul automatizat — situaţie întîlnită uneori la reglarea nivelului.

Acţiunea robinetului de reglare asupra debitului de material se realizează prin modificarea rezistenţei sale hidraulice.

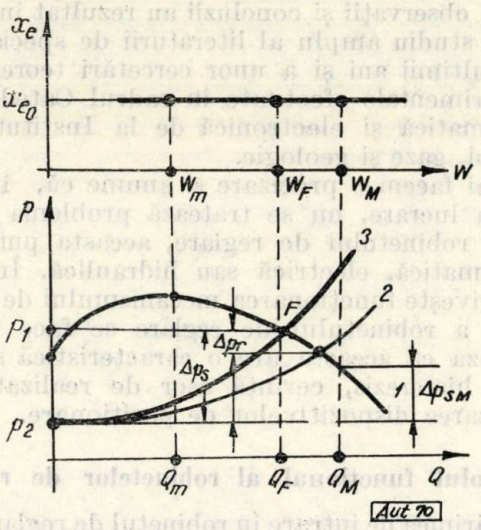



Fig. 2. Diagrama de funcţionare a sistemului hidraulic sursă—conductă—robinet de reglare — obiect automatizat: *1* — caracteristica sursei de presiune $p_1$; *2* — caracteristica conductei fără robinetul de reglare; *3* — caracteristica conductei cu robinetul de reglare; $p_1$ — presiunea sursei; $p_2$ — presiunea din obiectul automatizat; $Q_m$, $Q_M$ — debitul minim, respectiv maxim, al agentului de reglare; $W_m$, $W_M$ — valoarea minimă, respectiv maximă, a perturbaţiei; $x_{e0}$ — valoarea prescrisă pentru mărimea de ieşire.

Dacă presiunea la sursă (consumator) este $p_1$, iar presiunea la obiectul automatizat este $p_{0A}$, pierderea de presiune în sistemul hidraulic conductă—robinet de reglare este:

$$\Delta p_s = p_1 - p_2 = p_1 - (p_{0A} \pm \gamma H_{2,1}). \quad (1)$$

Această pierdere de presiune poate fi exprimată ca suma pierderilor de presiune în conductă $\Delta p_c$ şi a pierderilor de presiune în robinetul de reglare $\Delta p_r$:

$$\Delta p_s = \Delta p_c + \Delta p_r. \quad (2)$$

Cele relatate mai sus pot fi ilustrate cu ajutorul graficului din figura 2. Problema care se pune este de a menţine parametrul $x_e$ la valoarea $x_{e0}$, indiferent de valoarea factorilor perturbatori $W$.

În procesul de eliminare a efectului factorilor perturbatori asupra valorii parametrului $x_e$, prin acţiunea robinetului de reglare asupra debitului agentului de reglare $Q$, rezultă o variaţie continuă a punctului de funcţionare $F$ al sistemului hidraulic sursă-conductă. Diagramele reprezentate în figura 2 au un caracter general; pot fi însă construite asemenea diagrame pentru fiecare caz particular în parte: reglarea debitului pe o conductă, reglarea temperaturii produsului la ieşirea dintr-un cuptor tubular, reglarea presiunii într-un vas etc.

Din analiza funcţionării robinetului de reglare cu ajutorul diagramelor din figura 2 rezultă unele concluzii importante.

În primul rînd, din diagramă rezultă debitul minim $Q_m$ şi debitul maxim $Q_M$ pentru agentul de reglare, acestea fiind în funcţie de valoarea minimă $W_m$, respectiv maximă $W_M$, a perturbaţiei. Stabilirea debitului minim şi a debitului maxim care trebuie să treacă prin robinetul de reglare prezintă o importanţă deosebită în calculul de alegere a acestuia.

În al doilea rînd, din figură rezultă că pierderea de presiune pe sistem $\Delta p_s$ este o mărime variabilă în intervalul de variaţie a debitului $Q_m \leqslant Q \leqslant Q_M$. Acelaşi lucru se poate spune şi despre cele două componente ale pierderii de presiune pe sistem, pierderea de presiune pe conductă $\Delta p_c$ şi pierderea de presiune pe robinetul de reglare $\Delta p_r$.

Dintre aceste pierderi de presiune, în calculele hidrodinamice privind caracteristica statică a robinetului de reglare interesează foarte mult pierderea de presiune pe robinet $\Delta p_r$. Din cele relatate rezultă că această pierdere de presiune este funcţie atît de debitul agentului de reglare, cît şi de sistemul hidraulic pe care este montat robinetul de reglare.

Din cele trei căderi de presiune enunţate sînt cazuri în care pierderea de presiune pe sistemul hidraulic conductă-robinet de reglare $\Delta p_s$ este constantă. De exemplu, este suficient ca presiunea sursei $p_1$ şi presiunea din obiectul automatizat $p_2$ să fie constante (fig. 3). În general, presiunea din obiectul automatizat $p_2$ este constantă, iar presiunea sursei este variabilă (cazul pompelor centrifuge, al pompelor cu piston etc.). Dacă, de exemplu, robinetul de reglare este montat între două vase în care se menţin constante presiunile, situaţii ce se întîlnesc în industrie, pierderea de presiune pe sistem $\Delta p_s$ este evident constantă.

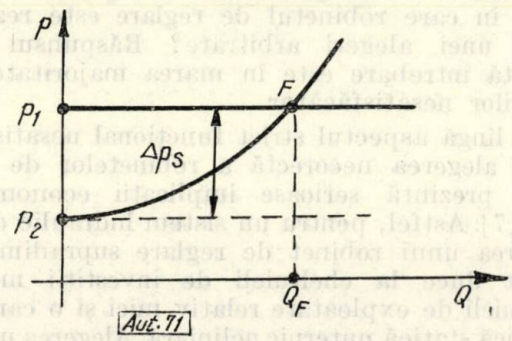



Fig. 3. Diagrama de funcţionare a sistemului hidraulic sursă—conductă—robinet de reglare—obiect automatizat, cînd presiunea sursei $p_1$ = constant.

## 2. Caracteristicile statice ale robinetelor de reglare

Funcţionarea în regim static a robinetelor de reglare este caracterizată cu ajutorul noţiunilor de caracteristică constructivă şi caracteristică de debit (de curgere).

*Caracteristica constructivă.* Asupra caracteristicii constructive nu insistăm, aspectele importante legate de aceasta fiind în general clarificate [4], [7].

Este cunoscut că prin caracteristică constructivă se înţelege relaţia dintre suprafaţa liberă de trecere $S$ şi cursa robinetului $h$ :

$$S = f(h). \tag{3}$$

Pentru generalizarea rezultatelor se lucrează cu valorile relative ale suprafeţei de trecere liberă $m = \frac{S}{S_M}$ şi ale cursei robinetului $n = \frac{h}{h_M}$, unde $S_M$ şi $h_M$ reprezintă valorile maxime ale celor două variabile. Cu aceste notaţii expresia caracteristicii constructive devine :

$$m = f(n). \tag{3'}$$

Dintre robinetele de reglare cu diferite caracteristici constructive realizate de-a lungul anilor, în tehnica reglării automate cunosc o utilizare aproape universală două tipuri : robinetele de reglare cu caracteristică constructivă logaritmică (de procentaj egal) şi cele cu caracteristică constructivă liniară.

Caracteristica constructivă liniară este exprimată prin relaţia :

$$m = n \tag{4}$$

care arată că unei variaţii a cursei relative $n$ îi corespunde o variaţie egală a suprafeţei de trecere relativă $m$ (fig. 4). Din punct de vedere constructiv, această caracteristică se realizează cu ajutorul unui obturator masiv cu profil special—paraboloid de rotaţie—sau cu obturatoare cu ferestre dreptunghiulare [7].

Caracteristicii constructive logaritmice îi este propriu faptul că la orice variaţie d$h$ a cursei robinetului îi corespunde întotdeauna o variaţie d$S$ a secţiunii de trecere $S$, procentual egală, din secţiunea curentă (de unde şi numele de caracteristică de procentaj egal) :

$$\frac{\mathrm{d}S}{\mathrm{d}h} = CS. \tag{5}$$

Prin integrarea expresiei (5), introducerea condiţiilor la limită şi a mărimilor adimensionale se obţine :

$$m = \mathrm{e}^{\mu(n-1)}, \tag{6}$$

în care $\mu = \ln \frac{S_M}{S_0}$, $S_0$ fiind aria secţiunii de scăpări ($S = S_0$ pentru $h = 0$).

Caracteristica logaritmică (fig. 4) se poate realiza cu ajutorul unui obturator masiv cu profil special sau al unui obturator cu ferestre care, de asemenea, au profil special [7].

*Caracteristica de debit.* Se numeşte caracteristică de debit corelaţia dintre debitul $Q$ care trece prin robinet şi cursa robinetului $h$ :

$$Q = F(h) \tag{7}$$

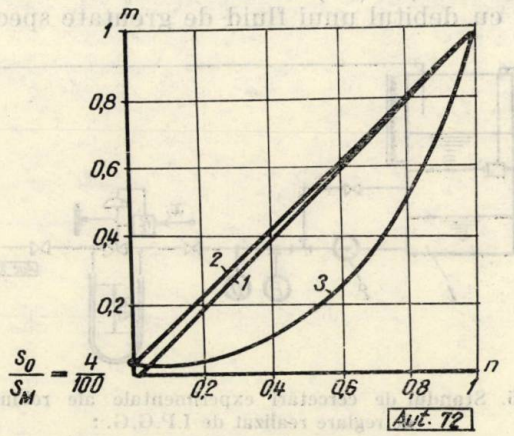



Fig. 4. Caracteristici constructive :
*1* — caracteristică constructivă liniară ; *2* — caracteristică constructivă liniară a unui robinet de reglare cu scăpări $S_0/S_M = 4\%$ ; *3* — caracteristică constructivă logaritmică a unui robinet de reglare cu scăpări $S_0/S_M = 4\%$.

sau în coordonate adimensionale :

$$q = F(n), \tag{8}$$

în care $q = \frac{Q}{Q_M}$, $Q_M$ fiind debitul maxim corespunzător cursei maxime $h = h_M$.

Calculul debitului de fluid care trece prin robinetul de reglare se face tratîndu-l pe acesta ca o rezistenţă hidraulică, cum şi este de fapt. Expresia analitică pentru determinarea debitului unui fluid care trece printr-o rezistenţă hidraulică pe care are loc o cădere de presiune $\Delta p_r$, curgerea fiind în regim turbulent, este :

$$Q = \varepsilon \alpha S \sqrt{\frac{2g}{\gamma} \cdot \Delta p_r}, \tag{9}$$

în care :

- $\varepsilon$ este coeficientul de corecţie a compresibilităţii ;
- $\alpha$ — coeficientul de debit ;
- $S$ — aria curentă a secţiunii libere de trecere ;
- $g$ — acceleraţia gravitaţiei ;
- $\gamma$ — greutatea specifică a fluidului ;
- $\Delta p_r$ — căderea de presiune pe robinet.

Pentru robinetul de reglare, prin modificarea cursei acestuia se modifică toţi factorii care intră în expresia debitului, adică $\varepsilon$, $\alpha$, $S$ şi $\Delta p_r$, fapt pentru care determinarea debitului cu expresia (9) este foarte dificilă.

Este cunoscut că simplificarea calculelor s-a efectuat prin introducerea coeficientului de capacitate $C_v$ care include termenii :

$$C_v = \varepsilon \alpha S \sqrt{2g}$$

şi care este definit cu ajutorul relaţiei :

$$Q = C_v \sqrt{\frac{\Delta p_r}{\gamma}}. \qquad (10)$$

Din relaţia (10) rezultă că $C_v$ este numeric egal cu debitul unui fluid de greutate specifică

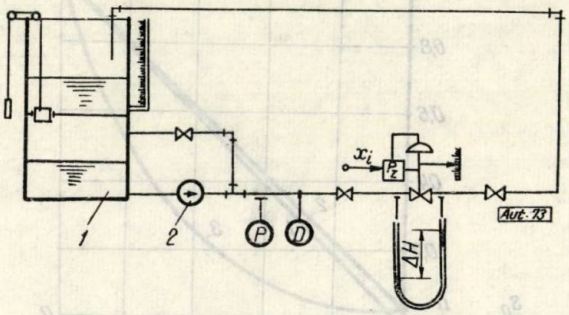



Fig. 5. Standul de cercetări experimentale ale robinetelor de reglare realizat de I.P.G.G. :

*1* — vas tampon şi pentru măsurarea volumetrică a debitului ; *2* — pompă centrifugă ; *P* — manometru pentru măsurarea presiunii statice ; *D* — debitmetru ; *P* — poziţioner ; $\Delta H$ — pierderea de presiune pe robinetul de reglare ; $x_i$ — semnalul de comandă a robinetului de reglare.

1 kgf/dm³ (apa), care trece printr-un robinet de reglare atunci cînd pe acesta are loc o cădere de presiune $\Delta p_r = 1$ kgf/cm². Coeficientul de capacitate $C_v$ se determină experimental pe standul de probă. În figura 5 este reprezentat schematic standul de probă realizat în cadrul Institutului de petrol, gaze şi geologie, cu ajutorul căruia a fost cercetată comportarea unor robinete de reglare.

Datorită avantajelor pe care le prezintă exprimarea caracteristicilor hidraulice ale robinetelor de reglare cu ajutorul coeficientului de capacitate $C_v$, firmele constructoare livrează robinetele indicînd drept caracteristică statică intrinsecă corelaţia dintre acest coeficient şi cursă :

$$C_v = \Phi(h), \qquad (11)$$

denumită pe scurt caracteristică $C_v$. În coordonate normate, caracteristicile $C_v$ logaritmice şi liniare sînt identice cu cele constructive, reprezentate în figura 4.

Problema care se pune în acest caz este aceea a sintezei profilului obturatorului, astfel încît să se obţină o caracteristică $C_v$ liniară sau logaritmică. Să examinăm acest aspect în cazul unui robinet cu caracteristică $C_v$ logaritmică care, în coordonate adimensionale, are expresia (pentru lichide $\varepsilon = 1$) :

$$\frac{\alpha S}{\alpha_M S_M} = e^{\ln \frac{\alpha_M S_M}{\alpha_0 S_0}(n-1)}, \qquad (12)$$

în care literele au semnificaţia indicată mai sus.

Se observă că în relaţie intervin cel puţin trei variabile, şi anume $S$, $\alpha$ şi $n$, coeficientul de debit $\alpha$ fiind o funcţie de regimul de curgere exprimat prin cifra Re şi de aria secţiunii $S$, adică :

$$\alpha = \varphi(\mathrm{Re}, S). \qquad (13)$$

Problema poate fi rezolvată în mod similar cu cea a curgerii fluidelor, prin diafragmele pentru măsurarea debitului. Din păcate, în cazul robinetelor de reglare există o lipsă mare de date în acest sens. Golul trebuie umplut prin cercetări teoretice şi experimentale sistematice.

Din cîte cunosc autorii, în prezent sinteza obturatorului, pentru obţinerea unei caracteristici $C_v$ logaritmice sau liniare, se efectuează experimental utilizînd în acest scop standuri de genul celui din figura 5.

Ţinînd seamă de relaţia pierderilor de presiune pe sistemul hidraulic conductă-robinet (2), expresia debitului de fluid care trece prin robinetul de reglare poate fi pusă sub o altă formă, care prezintă o importanţă deosebită pentru calculul de alegere a acestora. În vederea găsirii acestei relaţii se exprimă debitul $Q$ şi în funcţie de parametrii conductei — căderea de presiune $\Delta p_c$ şi un coeficient de capacitate $C_c$ corespunzător dimensiunilor conductei şi regimului de curgere prin aceasta — adică :

$$Q = C_c \sqrt{\frac{\Delta p_c}{\gamma}}. \qquad (14)$$

Explicitînd pierderea de presiune pe robinetul de reglare $\Delta p_r$ din relaţia (10) şi pierderea de presiune pe conductă $\Delta p_c$ din relaţia (14) şi înlocuindu-le în relaţia (2), se obţine următoarea expresie a debitului :

$$Q = C_v \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{C_v}{C_c}\right)^2}} \sqrt{\frac{\Delta p_s}{\gamma}}. \qquad (15)$$

Din expresia debitului maxim prin conductă, în ipoteza că regimul de curgere nu se modifică, astfel încît coeficientul de capacitate $C_c$ să rămînă constant :

$$Q_M = C_c \sqrt{\frac{\Delta p_{cM}}{\gamma}} \qquad (14')$$

şi din expresia debitului maxim prin robinetul de reglare :

$$Q_M = C_{vM} \sqrt{\frac{\Delta p_{rM}}{\gamma}} \qquad (10')$$

se obţine raportul $\frac{C_{vM}}{C_c}$ care se înlocuieşte în expresia (15). În urma acestei substituţii, expresia debitului (15) devine :

$$Q = C_v \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{C_v}{C_{vM}}\right)^2 \frac{\Delta p_{cM}}{\Delta p_{rM}}}} \sqrt{\frac{\Delta p_s}{\gamma}}. \qquad (16)$$

Înlocuind pierderea de presiune maximă pe conductă $\Delta p_{cM}$ cu $\Delta p_{cM} = \Delta p_{sm} - \Delta p_{rM}$, se obţine următoarea expresie a debitului:

$$Q = C_v \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{C_v}{C_{vM}}\right)^2\left(\frac{\Delta p_{sM}}{\Delta p_{rM}}-1\right)}} \sqrt{\frac{\Delta p_s}{\gamma}}. \quad (16')$$

Împărţind relaţia (16') prin relaţia (10'), se obţine expresia debitului în coordonate adimensionale:

$$q = \frac{1}{\sqrt{1-\frac{\Delta p_{rM}}{\Delta p_{sM}}+\frac{\Delta p_{rM}}{\Delta p_{sM}}\cdot\frac{1}{\left(\frac{C_v}{C_{vM}}\right)^2}}} \sqrt{\frac{\Delta p_s}{\Delta p_{sM}}}. \quad (17)$$

Această expresie a debitului este valabilă pentru fluide incompresibile şi cu viscozitate mică.

Faţă de alte lucrări [4], [5], [8], în prezenta lucrare expresia debitului (17) este dedusă în funcţie de raportul coeficienţilor de capacitate curent $C_v$ şi maxim $C_{vM}$ ai robinetului de reglare. Această exprimare prezintă avantaje importante în calculul de alegere a robinetului de reglare, şi anume la determinarea caracteristicii statice a acestuia în condiţiile sistemului hidraulic pe care este montat. Avantajul decurge din faptul că firmele constructoare livrează robinetele de reglare indicînd caracteristica $C_v = f(h)$ — logaritmică sau liniară — precum şi valoarea maximă a acesteia. În ce priveşte valoarea coeficientului de capacitate pentru cursa minimă ($h = 0$) $C_{v0}$, de obicei se întîlnesc valori cuprinse între 2% şi 4% din valoarea corespunzătoare deschiderii maxime ($h = h_M$) $C_{vM}$.

Cu ajutorul expresiei debitului (17) se poate trasa caracteristica $q = F(n)$ pentru cele două

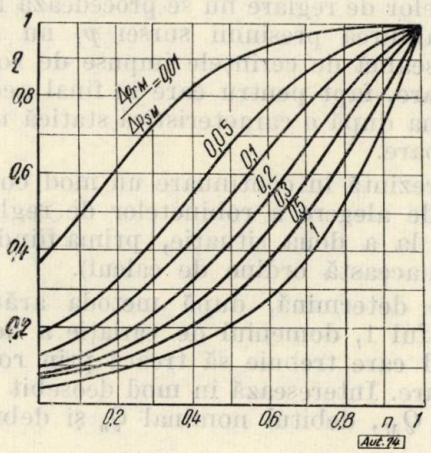



Fig. 6. Caracteristicile statice ale robinetelor de reglare logaritmice cu $C_{v0} = 4\%$.

tipuri de robinete de reglare — logaritmice şi liniare — în ipoteza unei pierderi de presiune pe sistem $\Delta p_s$ constantă, adică $\Delta p_s = \Delta p_{sM} = \text{const}$. Pentru fiecare valoare a raportului $\frac{\Delta p_{rM}}{\Delta p_{sM}}$ rezultă o caracteristică, fapt confirmat şi de determinările experimentale. În figurile 6 şi 7 sînt reprezentate caracteristicile $q = F(n)$ pentru cele două tipuri de robinete de reglare.

Pentru determinarea unei caracteristici de debit mai apropiate de cea reală, curbele din

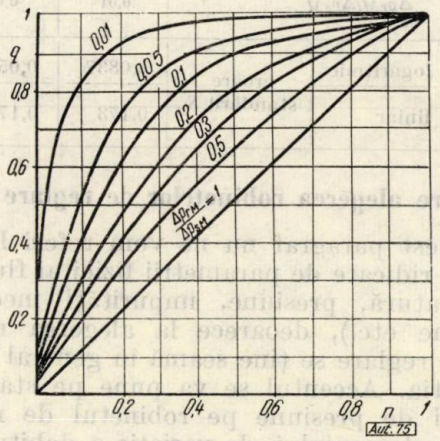



Fig. 7. Caracteristicile statice ale robinetelor de reglare liniare cu $C_{v0} = 4\%$.

figurile 6 şi 7 trebuie corectate. Prima corecţie care se aduce este cea privitoare la căderea de presiune pe sistem $\Delta p_s$, care în general nu este constantă. Pentru introducerea acestei corecţii este necesar să se cunoască caracteristica presiune-debit a sursei şi modul de variaţie a presiunii $p_2$ din obiectul automatizat.

De exemplu, pentru un caz asemănător cu cel din figura 2 se procedează după cum urmează. Se determină, pentru un număr de puncte din domeniul $D_m - D_M$, pierderea de presiune $\Delta p_s / \Delta p_{sM}$. Cu ajutorul caracteristicii $C_v = f(D)$ (fig. 4) se determină valoarea $C_v/C_{vM}$ pentru punctele considerate anterior. Obţinem astfel pierderea de presiune $\Delta p_s / \Delta p_{sM}$ pentru diferitele valori ale abscisei $C_v/C_{vM}$. Datele obţinute se introduc în relaţia (17), cu ajutorul căreia se obţine caracteristica statică corectată.

În al doilea rînd, pentru fluidele cu viscozitate mare în raport cu apa şi pentru fluidele compresibile trebuie aduse corecţiile de viscozitate şi de expansiune. În literatura de specialitate sînt relaţii şi grafice cu ajutorul cărora se pot aduce aceste corecţii.

Utilizarea caracteristicilor statice din figurile 6 şi 7 impune adoptarea unui criteriu de abatere a acestora de la liniaritate. Acest criteriu poate fi, de exemplu, eroarea standard a estimaţiei liniarităţii $S_y$ [11]:

$$S_y = \sqrt{\frac{\Sigma (y-y_c)^2}{n}}, \quad (18)$$

în care:

$y$ este ordonata de pe caracteristica necorectată;

$y_c$ — ordonata de pe caracteristica corectată.

În tabela 1 sînt prezentate valorile erorilor standard calculate pentru caracteristicile statice din figurile 6 şi 7.

*Tabela 1*

| $\Delta p_{rM}/\Delta p_{sM}$ | | 0,01 | 0,05 | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,5 | 1 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Robinet logaritmic | eroare standard $S_y$ | 0,0837 | 0,0507 | 0,0416 | 0,061 | 0,0715 | 0,105 | 0,106 |
| Robinet liniar | | 0,173 | 0,172 | 0,126 | 0,108 | 0,0832 | 0,0494 | 0 |

## 3. Despre alegerea robinetelor de reglare

În acest paragraf nu ne vom referi la problemele ridicate de parametrii fizici ai fluidului (temperatură, presiune, impurităţi mecanice, coroziune etc.), deoarece la alegerea robinetelor de reglare se ţine seamă în general corect de aceştia. Accentul se va pune pe stabilirea pierderii de presiune pe robinetul de reglare $\Delta p_r$ şi a domeniului de variaţie a debitului de fluid care trebuie să treacă prin acesta.

Stabilirea domeniului de variaţie a debitului care trebuie să treacă prin robinetul de reglare se face luînd în considerare factorii perturbatori ce acţionează asupra obiectului reglat, aşa cum s-a arătat în paragraful 1. Prezintă o importanţă deosebită stabilirea debitului maxim $Q_M$, a debitului nominal $Q_n$ şi a debitului minim $Q_m$.

În ceea ce priveşte stabilirea pierderii de presiune pe robinetul de reglare, în calculul de alegere se întîlnesc două situaţii distincte :

— este dată presiunea $p_1$ şi presiunea din obiectul automatizat $p_2$ ;

— se cunoaşte numai presiunea $p_2$ din obiectul automatizat.

În ambele cazuri, conducta pe care este montat robinetul de reglare este cunoscută, ea

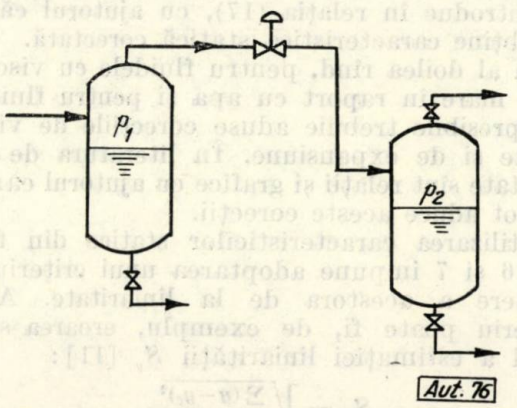



Fig. 8. Robinet de reglare montat între două separatoare.

fiind stabilită prin datele de proiectare tehnologice, mecanice şi de amplasare.

Prima situaţie se întîlneşte relativ des în industrie. Ca exemplu se poate da cazul robinetului de reglare montat pe conducta dintre două separatoare (fig. 8). În cele două separatoare sînt stabilite, prin procesul tehnologic, presiunile $p_1$, respectiv $p_2$. Este evident că, în acest caz, căderea de presiune pe robinetul de reglare $\Delta p_r$ este riguros determinată, ea rezultînd în urma scăderii din pierderea totală de presiune pe sistem $\Delta p_s$ a căderii de presiune pe conductă $\Delta p_c$, care se calculează.

Cea de-a doua situaţie este mult mai frecventă decît prima. Pentru exemplificare se dă în figura 9 cazul robinetului de reglare montat pe conducta de reflux a unei coloane de fracţionare. În aceste situaţii, la stabilirea presiunii sursei $p_1$ trebuie luată în considerare şi pierderea de presiune pe robinetul de reglare $\Delta p_r$, care trebuie astfel determinată încît robinetul de reglare să funcţioneze cu o caracteristică statică acceptabilă din punct de vedere al liniarităţii. În practica calculului de alegere a robinetelor de reglare nu se procedează în acest fel ; stabilirea presiunii sursei $p_1$ nu se face ţinînd seamă de cerinţele impuse de robinetul de reglare, fapt pentru care în final acesta va funcţiona după o caracteristică statică necorespunzătoare.

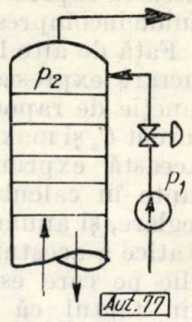



Fig. 9. Robinet de reglare montat pe conducta de reflux a unei coloane de fracţionare.

Se prezintă în continuare un mod corect de calcul de alegere a robinetelor de reglare (cu referire la a doua situaţie, prima fiind înglobată în această ordine de calcul).

a. Se determină, după metoda arătată în paragraful 1, domeniul de variaţie a debitului de fluid care trebuie să treacă prin robinetul de reglare. Interesează în mod deosebit debitul maxim $Q_M$, debitul nominal $Q_n$ şi debitul minim $Q_m$.

b. Se calculează pierderile de presiune pe conductă $\Delta p_{cM}$ pentru debitul maxim $Q_M$.

c. Se estimează o pierdere de presiune pe robinetul de reglare pentru debitul maxim $\Delta p_{rM}$, după care se determină imediat pierderea de presiune pe sistem $\Delta p_{sM} = \Delta p_{cM} + \Delta p_{rM}$. Estimarea acestei pierderi de presiune se face astfel încît robinetul de reglare să

funcţioneze pe o caracteristică statică cît mai apropiată de liniaritate. În acest scop trebuie folosite caracteristicile statice din figurile 6 şi 7, construite pentru robinete logaritmice şi liniare care au un debit de scăpări pe caracteristica $C_v$ de 4%. Pentru robinetele de reglare cu un $C_{v0} \neq 4\%$ se pot construi alte familii de caracteristici.

Calculul de la acest punct se desfăşoară astfel :

— cu pierderea de presiune pe robinet $\Delta p_{rM}$ estimată se calculează raportul $\Delta p_{rM}/\Delta p_{sM}$, după care se determină imediat caracteristica statică aproximativă a robinetului de reglare cu ajutorul figurilor 6 şi 7 ;

— după ce s-a stabilit caracteristica statică convenabilă, se determină dimensiunile robinetului de reglare prin utilizarea relaţiei (10) în condiţiile debitului maxim $Q_M$ şi, deci, ale unei pierderi de presiune minime $\Delta p_{rM}$ pe robinet ;

— în continuare se stabileşte presiunea sursei, $p_{1M} = p_2 + \Delta p_{sM}$.

În ce priveşte utilizarea robinetelor de reglare liniare sau logaritmice, acest lucru se face în funcţie de cerinţele problemei concrete, scopul fundamental fiind obţinerea unei caracteristici statice cît mai liniare.

d. După calculele efectuate la punctul c, în funcţie de precizia ce se cere calculului, se procedează la determinarea mai exactă a caracteristicii statice prin introducerea corecţiilor care ţin seamă de variaţia pierderii de presiune pe sistem $\Delta p_s$ (atunci cînd $\Delta p_s \neq$ constant), de viscozitate, de expansiune etc. [4], [8].

Din cele prezentate se constată că, pentru robinetele de reglare care se situează în primul caz, calculul de alegere este un caz particular al celui expus.

simplificatoare privitoare la curgerea prin robinet. De aici rezultă o precizie mai mare a relaţiei debitului de fluid care trece prin robinet şi o punere în concordanţă a modului de calcul de alegere a robinetelor de reglare cu datele firmelor constructoare. Metoda de calcul pentru alegerea robinetelor de reglare este prezentată în lumina acestor observaţii.

**Exemple de calcul**

1. Să se efectueze calculul de alegere a unui robinet de reglare montat pe conducta de alimentare cu motorină a unui reactor de hidrofinare (fig. 10) :

— debitul normal $Q_n = 120$ m³/h ;

— greutatea specifică la temperatura de lucru a robinetului $\gamma = 875$ kgf/m³ ;

— temperatura motorinei :

— înainte de schimbătoarele de căldură, 40°C ;

— după schimbătoarele de căldură, 110°C ;

— viscozitatea cinematică $\nu = 8 \cdot 10^{-6}$ m²/s, la 40°C.

*Rezolvare*

a. Pe baza analizei perturbaţiilor sistemului s-a stabilit :

$$Q_M = 140 \text{ m}^3/\text{h şi } Q_m = 70 \text{ m}^3/\text{h}.$$

b. Calculînd pierderile de presiune pe conductă, în condiţiile debitului maxim rezultă :

$$\Delta p_{cM} = 12{,}6 \text{ kgf/cm}^2.$$

c. Deoarece pierderea de presiune pe conductă este mare, se alege un robinet de reglare cu caracteristică statică logaritmică.

Alegînd pentru robinet caracteristica statică corespunzătoare raportului $\Delta p_{rM}/\Delta p_{sM} = 0{,}2$ (fig. 6) rezultă :

$$\Delta p_{rM} = 0{,}2\ \Delta p_{sM} = 0{,}2\,(\Delta p_{cM} + \Delta p_{rM})$$

sau :

$$\Delta p_{rM} = \frac{0{,}2\ \Delta p_{cM}}{0{,}8} = \frac{0{,}2 \times 12{,}6}{0{,}8} = 3{,}15 \text{ kgf/cm}^2.$$

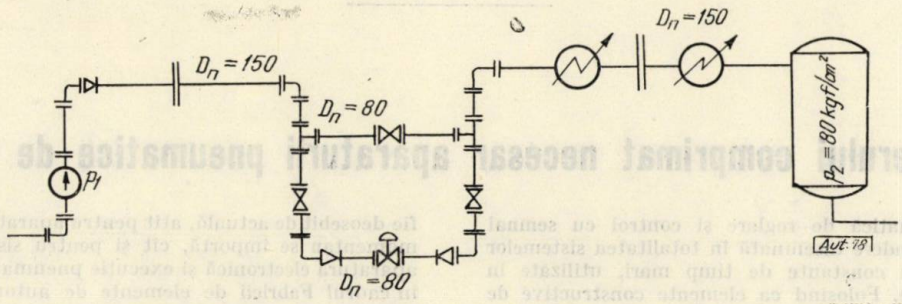



Fig. 10. Schema conductei pe care este montat robinetul de reglare.

## Concluzii

Faţă de lucrările cunoscute [4], [5], [8], în prezenta lucrare expresia debitului de fluid care trece prin robinetul de reglare este dedusă în funcţie de raportul coeficienţilor de capacitate curent $C_v$ şi maxim $C_{vM}$ ai robinetului, şi nu în funcţie de raportul secţiunilor libere de trecere $S/S_M$. Introducerea raportului $C_v/C_{vM}$ în locul raportului $S/S_M$ înlătură unele ipoteze mult prea

d. Determinarea dimensiunilor robinetului de reglare se face în funcţie de coeficientul de capacitate maxim :

$$C_{vM} = \frac{Q_M}{\sqrt{\dfrac{\Delta p_{rM}}{\gamma}}} = \frac{140}{\sqrt{\dfrac{3{,}15}{0{,}875}}} = 73{,}7.$$

Din cataloagele firmelor constructoare se alege un robinet de reglare logaritmic, cu scaun dublu, care să asigure pentru deschiderea maximă $C_{vM} = 73{,}7$ (robinete cu $D_n = 80$).

e. Determinarea presiunii sursei :

$$p_{1M} = p_2 + \Delta p_{sM} = 80 + 12{,}6 + 3{,}15 = 97{,}75 \text{ kgf/cm}^2.$$

f. În continuare, pentru determinarea mai exactă a caracteristicii statice se pot aduce corecţiile arătate mai sus.

2. Să se efectueze calculul de alegere a unui robinet de reglare montat pe conducta de benzină reformată dintre două separatoare (fig. 8). Date numerice :

— debitul normal $Q_n = 90$ m³/h ;

— greutatea specifică la temperatura de lucru, $\gamma = 810$ kgf/m³ ;

— viscozitatea cinematică la temperatura de lucru $\nu = 0{,}65 \cdot 10^{-6}$ m²/s ;

— conducta are un diametru nominal $D_n = 150$ şi un traseu determinat — nereprezentat în figură ;

— presiunile din cele două separatoare sînt $p_1 = 34$ kgf/cm², respectiv $p_2 = 12$ kgf/cm².

*Rezolvare*

a. Pe baza analizei factorilor perturbatori s-a stabilit $Q_M = 120$ m şi $Q_m = 60$ m³/h.

b. Efectuînd calculele pentru căderea de presiune (în condiţiile traseului dat şi $Q_M = 120$ m³/h) compusă din pierderile locale şi din cele pe segmentele liniare, rezultă $\Delta p_{cM} = 2{,}54$ kgf/cm².

În cazul de faţă :

$$\Delta p_{sM} = p_1 - p_2 = 22 \text{ kgf/cm}^2.$$

c. Pierderea de presiune pe robinetul de reglare pentru debitul maxim :

$$\Delta p_{rM} = \Delta p_{sM} - \Delta p_{cM} = 22 - 2{,}54 = 19{,}46 \text{ kgf/cm}^2.$$

d. Se calculează raportul $\Delta p_{rM} / \Delta p_{sM}$ :

$$\frac{\Delta p_{rM}}{\Delta p_{sM}} = \frac{19{,}46}{22} = 0{,}883.$$

e. Analizînd rezultatul obţinut şi forma caracteristicilor din figurile 6 şi 7, se alege un robinet cu caracteristică static liniară.

f. Determinarea coeficientului de capacitate pentru debitul maxim :

$$C_{vM} = \frac{Q_M}{\sqrt{\frac{\Delta p_{rM}}{\gamma}}} = \frac{120}{\sqrt{\frac{19{,}46}{0{,}81}}} = 24{,}5.$$

Din tabelele firmelor constructoare se alege un robinet de reglare liniar care, pentru deschiderea maximă, asigură $C_{vM} = 24{,}5$ (robinete liniare cu scaun dublu, $D_n = 40$).

g. Se apreciază că nu sînt necesare calculele pentru determinarea mai exactă a caracteristicii statice.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Anderson, N. A. *Control valves.* In : Instruments and control systems, nr. 8, 1963, p. 138—144 (trad. Mecanizare şi automatizare, IDT, nr. 3, 1964).

[2] Baumann, H. D. *Die Einführung eines kritischen Koeffizienten für die Bestimmung des Durchflusses von Stellventilen.* În : Regelungstechnik, nr. 11, 1963, p. 495 — 498 (trad. Mecanizare şi automatizare, IDT, nr.4, 1964).

[3] Kretzchmer, F. In : Regelungstechnische Praxis, nr. 8, 1963, p. 102—107 (trad. Mecanizare şi automatizare, IDT, nr. 2, 1964).

[4] Kuzmin, I. P. *Vibor i rasciot droselnth reguliruişcih organov.* Moscova, Maşghiz, 1960.

[5] Martin, E. N. *Control valve sizing.* In : Process control and automation, nr. 1, 1960, p. 8—12 (trad. Mecanizare şi automatizare, IDT, nr. 7, 1962).

[6] Schmidt, W. J. *Control valves. First cost VS operating cost.* In : Control engineering, nr. 5, 1961, p. 109—112 (trad. Mecanizare şi automatizare, IDT, nr. 7, 1962).

[7] Vinopal, S. *Konstrukčni characteristiky regulačnich ventilů-I.* In : Automatizace, nr. 8, 1959, p. 239 — 242 (trad. Mecanizare şi automatizare, IDT, nr. 6, 1960).

[8] Vinopal, S. *Průtočne characteristiky regulačnich ventilu-II.* In : Automatizace, nr. 9, 1959, p. 272—275 (trad. Mecanizare şi automatizare, IDT, nr. 6, 1960).

[9] Florea, S. şi Dumitrache, I. *Calculul organelor de execuţie pentru reglarea debitelor de fluid.* În : Automatica şi Electronica, nr. 2, 1966.

[10] Steleanu, A. In : Automatică, telemecanică, metrologie, nr. 5, 1966.

[11] Worthing, A. G. şi Geffner, J. *Prelucrarea datelor experimentale.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1959.


---

Ing. D. PALADE

# Obţinerea aerului comprimat necesar aparaturii pneumatice de reglare

Aparatura pneumatică de reglare şi control cu semnal unificat ocupă o pondere însemnată în totalitatea sistemelor de automatizare cu constante de timp mari, utilizate în procesele industriale. Folosind ca elemente constructive de bază sisteme duze-clapete, drosele fixe sau reglabile etc., aparatura pneumatică nu poate utiliza aer comprimat din reţeaua industrială, care conţine în mod curent particule de praf, ulei, picături de apă şi alte impurităţi.

De aceea, în cazul utilizării unor sisteme de reglare pneumatice, se impune construirea unor staţii de aer comprimat, care, pe lîngă realizarea presiunii corespunzătoare de lucru, să cureţe aerul de impurităţi şi picături de apă, obţinînd în final ceea ce se numeşte în mod obişnuit aer instrumental.

Această necesitate se face simţită şi în cazul sistemelor de reglare cu semnal unificat electronic, care utilizează elemente de execuţie pneumatice.

Aceasta face ca, pentru ţara noastră, problema realizării unor astfel de staţii de preparare a aerului instrumental să fie deosebit de actuală, atît pentru aparatura pneumatică care momentan se importă, cît şi pentru sistemele complete cu aparatură electronică şi execuţie pneumatică ce se vor fabrica în cadrul Fabricii de elemente de automatizare — unul din obiectivele importante ale noului plan cincinal.

### Cauzele principale care duc la impurificarea aerului comprimat în reţelele industriale

În general, trei factori sînt aceia care duc la impurificarea aerului comprimat din reţelele industriale şi îl fac impropriu utilizării ca aer instrumental : condiţiile atmosferice, compresoare necorespunzătoare, coroziunea conductelor din reţea.

Creşterea umidităţii aerului şi variaţiile de temperatură sînt factorii atmosferici ce pot provoca apariţia picăturilor de apă în reţea. Prezenţa în atmosferă a aburului sau prafului este un factor specific procesului tehnologic respectiv, şi cînd acesta concură cu utilizarea unor compresoare necorespunzătoare

el duce în final la formarea unor gudroane care obturează toate orificiile de dimensiuni mici întîlnite în reţea.

Oricît s-ar căuta să se elimine neajunsurile menţionate, utilizarea aerului comprimat din reţelele industriale ca aer instrumental apare cu totul imposibilă, fiind necesare staţii speciale de uscare şi purificare.

**Principalele tipuri de staţii de preparare a aerului instrumental**

Din practica industrială şi experienţa acumulată în această direcţie la nivel mondial reies trei tipuri principale de staţii utilizate la prepararea aerului instrumental :

a) Instalaţii ce utilizează direct aerul atmosferic. Acest tip de instalaţie reclamă investiţiile cele mai mari, fiind utilizată în cazul unui consum de aer instrumental foarte mare. În principal, instalaţia se compune dintr-o baterie de filtre preliminare, un grup de compresoare, un grup de filtrare, un sistem de uscare, un regulator de presiune, oale de condens, recipiente, ventile de distribuţie, manometre indicatoare, conducte etc. (fig. 1).

b) Instalaţii care utilizează aer din reţeaua industrială. Acest tip de instalaţie se utilizează în locurile unde consumul de aer instrumental nu reprezintă o pondere prea mare faţă de capacitatea reţelei industriale. În acest caz, bateria de filtre preliminare şi grupul de compresoare de mai sus se elimină, înlocuindu-se cu un rezervor tampon, ceea ce micşorează mult costul instalaţiei (fig. 2).

c) Instalaţii interioare. Acest tip de instalaţie apare avantajos în cazul consumurilor mici de aer, la care toată reţeaua de aer instrumental este răspîndită în încăperi încălzite în anotimpul rece. Instalaţia se compune din filtre preliminare, compresoare, răcitor, filtru, oale de condens, ventile de distribuţie, manometre indicatoare, conducte etc. (fig. 3).

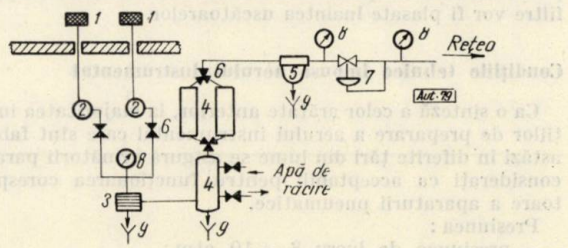



Fig. 1 :

*1* — filtre preliminare ; *2* — compresoare ; *3* — grup de filtrare cu cocs ; *4* — sistem de uscare cu răcitor ; *5* — filtru ceramic ; *6* — robinete de distribuţie ; *7* — regulator de presiune ; *8* — manometre ; *9* — oale de condens.

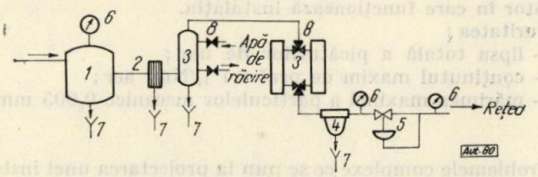



Fig. 2 :

*1* — rezervor tampon ; *2* — grup de filtrare cu cocs ; *3* — sistem de uscare cu răcitor ; *4* — filtru ceramic ; *5* — regulator de presiune ; *6* — manometre ; *7* — oale de condens ; *8* — robinete de distribuţie.

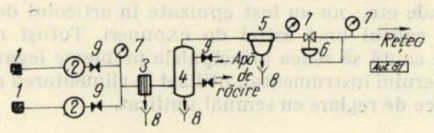



Fig. 3 :

*1* — filtre preliminare ; *2* — compresoare ; *3* — grup de filtrare cu cocs ; *4* — răcitor ; *5* — filtru ceramic ; *6* — regulator de presiune ; *7* — manometre ; *8* — oale de condens ; *9* — robinete de distribuţie.

În cazul în care o parte a traseelor reţelei de aer instrumental parcurge încăperi neîncălzite sau trece prin aer liber, apare necesitatea prevederii unui uscător suplimentar.

**Estimarea consumului de aer instrumental necesar**

Elementele de automatizare pneumatice se caracterizează printr-un consum normal de aer şi un consum maxim de lucru, diferenţa dintre ele fiind aproape de la simplu la dublu.

Desigur că aplicînd un calcul riguros, pe baza cunoaşterii tuturor datelor constructive ale aparatelor, a mărimilor de lucru şi a numărului de aparate, se poate stabili o valoare care reprezintă consumul necesar de aer instrumental la un sistem de reglare. Dar această metodă, destul de laborioasă, nu este utilizată, deoarece experienţa practică a utilizării aparaturii pneumatice a permis stabilirea unor cifre acoperitoare şi destul de generale, foarte apropiate de consumul teoretic în majoritatea cazurilor.

Astfel se pot cita orientativ următoarele consumuri normale de aer instrumental :

| | |
|---|---|
| — regulatoare PID | 5 Nl/min ; |
| — traductoare | 1,5 Nl/min ; |
| — reductoare, programatoare | 0,50 Nl/min ; |
| — elemente de calcul, elemente auxiliare | 2—4 Nl/min ; |
| — poziţionere | 7 Nl/min. |

Considerînd că se va lua în calcul consumul maxim de lucru şi, de asemenea, se va prevedea o capacitate disponibilă de 15 — 20 în plus, pentru eventualitatea montării unor noi aparate, se indică următoarele date orientative pentru un sistem de reglare prevăzut cu două traductoare, un regulator PID, două elemente auxiliare şi un organ de execuţie (cu reductoarele de presiune locale) :

| | |
|---|---|
| — consum maxim de lucru fără poziţioner — aproximativ | 2,7 $Nm^3/h$ ; |
| — consum maxim de lucru cu poziţioner — aproximativ | 4,7 $Nm^3/h$. |

**Alegerea presiunii aerului comprimat**

În interiorul reţelelor de aer instrumental se pot alege două puncte importante, unde cunoaşterea presiunii este deosebit de importantă :

— presiunea imediat după compresor ;
— presiunea la intrarea în elementele pneumatice.

Cunoscînd că aerul cu cît este ridicat la o presiune mai înaltă poate fi mai uşor uscat în instalaţii simple şi că ridicarea presiunii este direct proporţională cu costul staţiei de compresoare şi al energiei consumate, se poate stabili un interval economic optim pentru presiunea măsurată imediat la ieşirea din compresor.

Astfel s-a stabilit că, în majoritatea cazurilor, acest interval optim este de 8 — 10 atm.

Considerînd pierderile de presiune în uscător, precum şi în interiorul filtrelor, regulatoarelor de presiune etc., trebuie să se asigure următoarele mărimi de lucru, măsurate la intrarea în reductoarele locale de presiune montate pe fiecare aparat :

$3 - 4 \pm 10\%$ atm, pentru sistemele ce utilizează organe de execuţie cu membrană ;

$6 \pm 10\%$ atm, pentru sistemele prevăzute cu cilindri pneumatici de forţă.

Reductoarele pneumatice locale, montate pe fiecare aparat, vor asigura presiunea de alimentare la valoarea stabilită de 1,4 atm.

**Alegerea compresoarelor**

În majoritatea cazurilor, pentru a evita refularea în reţea a particulelor de ulei, firmele constructoare de staţii de preparare a aerului instrumental preferă utilizarea compresoarelor fără ulei (cu pinioane, cu segmenţi de grafit etc.). Totuşi, în măsura în care este pusă la punct şi problema purificării aerului instrumental de particule de ulei, se pot utiliza şi compresoare normale, evitînd însă complet tipurile prevăzute cu ungere prin barbotaj.

Din punct de vedere al alegerii gabaritului staţiei, se va ţine seamă de condiţiile specifice procesului industrial reglat. Astfel, pentru un mare combinat chimic, unde pot

apărea circa 1 000 de parametri reglaţi, cu răspîndire pe un teritoriu larg, se va analiza dacă este mai economic să se realizeze staţii de preparare de gabarite mici, uniform repartizate sau o staţie centrală.

În orice moment, staţia trebuie să asigure consumul maxim de lucru la parametrii nominali, conform valorilor indicate mai sus.

La proiectarea unei staţii de preparare a aerului instrumental este util să se analizeze următoarele variante de funcţionare pentru grupul de compresoare :

— două compresoare, din care unul este de rezervă ; fiecare trebuie să poată asigura individual consumul necesar de aer ;

— trei compresoare, din care unul lucrează neîntrerupt, unul lucrează periodic fiind anclanşat şi declanşat automat de consumul de aer, şi unul de rezervă ;

— trei compresoare, din care două lucrează periodic, comandate automat de consumul de aer, al treilea fiind de rezervă.

În orice caz, compresorul de rezervă trebuie să intre automat în funcţiune în cazul avariei unuia dintre compresoarele de bază.

**Uscarea aerului instrumental**

Problema separării picăturilor de apă şi a umezelii de aerul comprimat reprezintă problema cea mai dificilă în procesul de obţinere a aerului instrumental.

Procesul de comprimare a aerului atmosferic, care în mod obişnuit conţine şi vapori de apă, precum şi variaţiile de temperatură provoacă apariţia inevitabilă a picăturilor de apă.

Scopul final este să nu apară condensarea aerului instrumental la 1,4 atm (presiunea de alimentare a aparaturii pneumatice) şi nici la cea mai joasă temperatură a mediului înconjurător în care lucrează instalaţia respectivă.

Marea majoritate a aparaturii pneumatice lucrează în încăperi încălzite iarna, excepţie făcînd organele de execuţie şi traductoarele care pot funcţiona şi în instalaţii exterioare, unde aproximativ patru luni pe an lucrează la temperaturi sub 0°C.

O noţiune importantă pentru aerul instrumental este punctul de rouă, care poate fi definit ca temperatura minimă la care poate fi răcit fără ca vaporii de apă să condenseze. Coborîrea temperaturii sub acest punct provoacă o condensare bruscă a vaporilor de apă.

În orice caz, la proiectarea staţiilor de preparare a aerului instrumental se va ţine seamă ca punctul de rouă să fie mai coborît cu cel puţin 10°C decît cea mai scăzută temperatură posibilă a mediului înconjurător în care se găseşte instalaţia, pentru a împiedica condensarea în orice punct al reţelei.

Ca sisteme cunoscute pentru uscarea aerului comprimat după ieşirea din compresor se pot indica :

— sisteme mecanice, care pot fi cu rezervor de expansiune sau cu ciclon (centrifugal). Prin simpla expandare a aerului comprimat de la 8 atm, 25°C, umiditate relativă 100%, la 4 atm, păstrînd aceeaşi temperatură, se ajunge la umiditatea relativă de 55%, punctul de rouă putîndu-se obţine la 16,5°C. Totuşi acest rezultat nu este satisfăcător şi în mod obişnuit aceste sisteme nu sînt utilizate individual, ci numai în combinaţie cu un răcitor ;

— sisteme cu sursă de răcire, de construcţie asemănătoare cu schimbătoarele de căldură, care, prin răcirea aerului comprimat la o temperatură mai coborîtă decît oricare alta care ar putea fi întîlnită în reţeaua de distribuţie, evită condensarea aerului instrumental în instalaţie. De obicei aceste sisteme funcţionează în serie cu unul dintre tipurile mecanice indicate mai sus ;

— sisteme chimice, bazate pe utilizarea unor substanţe absorbante (silicagel, alumină activă etc.) care reţin complet umezeala şi în anumite condiţii se pot regenera (suflare cu aer, încălzire), fiind însă mai costisitoare decît cele anterioare.

Desigur că ceea ce determină alegerea unuia dintre sistemele de uscare arătate mai sus este calculul economic care ţine seamă de condiţiile în care funcţionează instalaţia, de procesul tehnologic reglat, de costul instalaţiei etc.

**Curăţarea aerului instrumental**

De obicei curăţarea aerului instrumental, care are drept scop îndepărtarea particulelor mecanice, se execută în patru trepte de filtrare succesive :

— primul filtru, montat la aspiraţia compresoarului, prevăzut cu site succesive, separă particulele mecanice cu dimensiuni mai mari decît 0,1 mm ;

— al doilea filtru (filtru principal), plasat înaintea răcitorului, prevăzut cu straturi de cocs şi vată celulozică, separă particulele mecanice, ajungîndu-se la o compoziţie de cel mult 0,1 g impurităţi la 1 $Nm^3$ aer instrumental ;

— al treilea filtru (ceramic) separă particulele mecanice cu dimensiunea minimă de 0,005 mm, şi este montat după dispozitivul de uscare ;

— al patrulea filtru (filtru local), prevăzut cu straturi de pîslă, se montează la intrarea în reductorul de presiune montat pe fiecare aparat în parte, din care se obţine presiunea de alimentare de 1,4 atm.

Aceste trepte de filtrare succesivă se utilizează în cazul unei staţii de preparare cu compresoare fără ulei. Dacă bateria de compresoare este de tipul obişnuit (cu ulei), costul instalaţiei de filtrare se măreşte, devenind necesară utilizarea unor filtre speciale de bronz poros sau barbotarea aerului printr-un solvent special sau alte metode. În orice caz, aceste filtre vor fi plasate înaintea uscătoarelor.

**Condiţiile tehnice impuse aerului instrumental**

Ca o sinteză a celor arătate anterior, la majoritatea instalaţiilor de preparare a aerului instrumental care sînt fabricate astăzi în diferite ţări din lume se asigură următorii parametri consideraţi ca acceptabili pentru funcţionarea corespunzătoare a aparaturii pneumatice.

Presiunea :

— presiunea de lucru 8 — 10 atm ;

— presiunea din reţea 4 $\pm$ 10% atm sau 6 $\pm$ 10% atm ;

— presiunea de alimentare 1,4 $\pm$ 10% atm.

Umiditatea :

— punctul de rouă trebuie să se găsească cu cel puţin 10°C sub cea mai scăzută temperatură posibilă a mediului înconjurător în care funcţionează instalaţia.

Puritatea ;

— lipsa totală a picăturilor de ulei ;

— conţinutul maxim de praf 0,1 g/$Nm^3$ aer ;

— mărimea maximă a particulelor mecanice 0,005 mm.

*

Problemele complexe ce se pun la proiectarea unei instalaţii de preparare a aerului instrumental, printre care cele mai importante sînt măsurarea parametrilor, calculul şi construcţia utilajelor, bilanţul economic al volumului de investiţii, materialele utilizate, amplasarea utilajelor, protecţia lor, influenţa vitezei aerului în reţea, analiza condiţiilor meteorologice locale etc., nu au fost epuizate în articolul de faţă, ele depăşind cadrul unei astfel de expuneri. Totuşi materialul prezentat caută să redea principalele probleme legate de producerea aerului instrumental, utilizat la alimentarea aparaturii pneumatice de reglare cu semnal unificat.

# RECENZII

S. LEFSCHETZ. **Stabilitatea sistemelor neliniare de reglare automată** (Stability of nonlinear control systems). New York şi Londra, Academic Press, 1965, 150 p.

Lucrarea de faţă este o monografie a unui cunoscut specialist în domeniul teoriei sistemelor de reglare automată, în special al stabilităţii acestora. Autorul, care este profesor la Universitatea Princeton, prezintă aici teoria stabilităţii sistemelor de reglare automată aşa cum rezultă ea din metoda directă a lui Liapunov .Acest domeniu a fost timp de aproape 50 de ani apanajul matematicienilor sovietici.

Dar în ultimii ani o serie de lucrări, cum sînt cele ale lui V. M. Popov, Kalman şi Lefschetz, au deschis căi noi de cercetare. Dezvoltarea teoriei stabilităţii sistemelor de reglare automată a devenit astfel rapidă, iar rezultatele obţinute, spectaculoase. Un volum mare de lucrări de cercetare au fost dedicate acestei spinoase chestiuni.

De aceea autorul s-a limitat numai la un număr relativ redus de lucrări, apărute pînă în 1963, dar pe care le socoteşte fundamentale. Ca urmare, cititorul va găsi în această monografie nu atît o carte de introducere, ci o carte de bază, bine scrisă, o lucrare pentru cel ce doreşte să continue lucrările de cercetare în acest domeniu, aşadar o lucrare pentru specialişti.

În introducere se arată că se tratează aşa-numitele sisteme dinamice reale : acestea sînt sisteme guvernate de un număr finit de parametri reali, ale căror performanţe sînt descrise de o mulţime finită de ecuaţii diferenţiale ordinare.

În capitolul 1, intitulat „Tratarea în una şi două dimensiuni", se analizează în fond tipurile de neliniarităţi care intervin în sistemele de reglare automată şi, îndeosebi, aşanumita funcţie caracteristică a automatului : $\varphi(\sigma)$ ; aici $\sigma$ este semnalul de reacţie. Se arată că, în fapt, funcţiile caracteristice pot fi foarte variate şi se dă alura celor mai obişnuite. Se semnalează faptul că cele discontinue prezintă dificultăţi deosebite. Tot aici se prezintă sistemele de ordinele 1 şi 2.

În capitolul 2, „Reglarea indirectă", se examinează cîteva rezultate ale unor cercetători în domeniul reglării indirecte. Se reaminteşte că în aceste sisteme operaţia de reacţie este indirectă, adică printr-o operaţie de derivare. Aceleiaşi probleme îi este dedicat şi capitolul 3, care aprofundează problema reducerii numărului de condiţii şi a parametrilor de control şi metoda lui Lurie. Aplicaţiile se referă la sisteme de ordinul 2.

Capitolul 4, „Reglarea directă, reacţia multiplă liniarizată", conţine cazul general şi o serie de exemple standard, cum şi reducerea reglării indirecte la o reglare directă specială. Se tratează, de asemenea, sistemele cu reacţii multiple, bineînţeles din punct de vedere al stabilităţii.

În capitolul 5, „Sisteme reprezentate de o mulţime de ecuaţii de ordin superior", după o digresiune în teoria sistemelor liniare, se expune teoria reglării directe şi indirecte, cu implicaţii asupra stabilităţii unui sistem neliniar, descris de ecuaţii de ordin superior.

Capitolul 6, „Caracteristici discontinue", atacă spinoasa problemă a sistemelor automate de acest gen. Se arată o cale de tratare denumită : aproximarea continuă a caracteristicilor discontinue ; se discută discontinuităţile, se dau o serie de exemple şi se examinează liniile de comutaţie speciale.

Cîteva rezultate recente ale lui V. M. Popov constituie subiectul capitolului 7. După unele generalităţi se prezintă teoremele de stabilitate absolută a sistemelor neliniare, funcţia lui Liapunov generalizată, comparaţia cu alte metode şi funcţia G(z) ca funcţie de transfer.

Capitolul 8, „Cîteva contribuţii recente", discută o serie de probleme mai speciale, cum sînt : controlabilitatea şi observabilitatea, teoreme fundamentale privind stabilitatea şi unele rezultate recente.

Cu capitolul 9, „Completări", lucrarea propriu-zisă se încheie. Aici se dau o serie de complemente matematice necesare înţelegerii lucrării, din care reţinem subcapitolul : Liapunov şi stabilitatea. Două apendice (cu exemple), o bibliografie de 42 de titluri şi un index încheie lucrarea.

Monografia prezentată discută la un înalt nivel ştiinţific problemele teoretice ale stabilităţii sistemelor neliniare de reglare automată, aşa cum decurg ele din metoda directă a lui Liapunov. Tratarea matematică riguroasă şi claritatea expunerii fac lucrarea deosebit de valoroasă, îndeosebi pentru inginerii automatişti lucrînd în cercetarea şi proiectarea de sisteme automate, matematicienii aplicativi, fizicienii şi cadrele didactice.

*Fl. Stănciulescu*

F. H. LANGE. **Semnale şi sisteme,** vol. **1** (Signale und Systeme, Band 1). Berlin, Verlag Technik, 1965, 432 p., 88 fig.

Volumul face parte dintr-o amplă lucrare privind teoria sistemelor automate, conform cursului predat de autor la Facultatea tehnică a Universităţii din Rostock. Primul volum tratează numai problemele legate de analiza spectrală a tuturor mărimilor ce intervin într-o schemă de automatizare.

Materialul este împărţit pe capitole după cum urmează : 1. semnale periodice nemodulate ; 2. semnale periodice modulate ; 3. semnale neperiodice limitate bilateral ; 4. semnale neperiodice limitate unilateral ; 5. analiza poli-zerouri a sistemelor liniare ; 6. mărimi statistice şi spectrale ce intervin în instalaţiile de reglare automată.

În privinţa semnalelor periodice nemodulate se expune un sistem de clasificare a semnalelor, elemente de analiză armonică şi analiză vectorială, serii Fourier şi utilizarea acestora, principiile determinării valorii medii a unui semnal. În ce priveşte semnalele periodice modulate se analizează modulaţia în amplitudine, modulaţia în frecvenţă, teoria benzilor laterale, zgomotele, corespondenţa dintre modulaţia în frecvenţă şi în fază.

Trecînd la semnalele neperiodice limitate bilateral se face o amplă expunere a teoriei mărimilor eşantionate, se arată în ce constă densitatea spectrală de amplitudine, modul de utilizare a analizei Fourier şi metoda aproximării funcţiilor de timp prin polinoame Cebîşev.

Pentru semnalele neperiodice limitate unilateral se studiază particularităţile aplicării transformatei Laplace, metoda de calcul folosind impedanţele complexe, metodele de calcul al transformatelor directe şi inverse.

Metoda poli-zerouri este utilizată ca punct de plecare pentru clasificarea sistemelor automate. Drept cazuri particulare se iau în considerare sistemele trece-jos, trece-sus şi trece-bandă ; se expune modul de aplicare a metodei polizerouri pentru sisteme liniare în circuit închis.

În încheiere se prezintă calculul statistic al sistemelor automate liniare. Se dau noţiunile matematice necesare în calculul statistic (densitate spectrală, probabilitate etc.), după care se studiază modul de utilizare a funcţiei de autocorelaţie şi a spectrului de frecvenţă în analiza sistemelor liniare. Ca semnal de testare se foloseşte un zgomot cu bandă largă de frecvenţă.

Lucrarea cuprinde, de asemenea, elemente din teoria informaţiilor.

*I. Cserveny*

S. SCHÄCHTER, N. COSTAKE, Cl. NICULESCU. **Automatizarea complexă.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1965, 144 pag., 31 fig., 25 tab., 93 ref. bibl.

Lucrarea de faţă reprezintă primul volum al unei noi colecţii, iniţiată de Editura tehnică şi intitulată „Colecţia Automatica", şi care continuă sub o nouă prezentare „Seria Automatica", iniţiată de aceeaşi editură în anul 1962.

Această serie, care va apărea periodic, are drept scop să prezinte tehnicienilor, inginerilor şi cercetătorilor, diferite probleme privind automatizările industriale.

Prezenta lucrare tratează principiile, metodele şi mijloacele automatizării complexe, adică probleme legate de intro-

ducerea aparatelor electronice în conducerea proceselor industriale.

Lucrarea este constituită din patru părţi, prima reprezentînd o introducere, în care se prezintă conceptele de automatizare complexă şi de automatizare convenţională, arătîndu-se care este nivelul actual al automatizării complexe şi condiţiile în care introducerea acesteia este raţională. Totodată se arată care sînt mijloacele de conducere automată a proceselor tehnologice şi a proceselor economice.

Partea a doua a lucrării se ocupă de conducerea automată a proceselor tehnologice şi a activităţii economice. După ce se arată diferite sisteme de conducere automată a activităţii industriale, se trece la expunerea modelelor matematice utilizate în legătură cu instalaţiile de automatizare complexă şi se dau noţiuni asupra optimizării proceselor tehnologice. Se arată, pe scurt, cum se face alegerea funcţiei caracteristice sau a tacticii de optimizare. Tot aci se arată cum se programează calculatoarele folosite în conducerea proceselor tehnologice şi unele activităţi economice. Se dau exemple de scheme de calcul corespunzînd unui program de exploatare.

Partea a treia a lucrării se ocupă de echipamentele de automatizare complexă. Se arată astfel care sînt caracteristicile generale ale echipamentelor de calcul din instalaţiile de automatizare complexă. Se descriu, de asemenea, o serie de dispozitive de calcul analogic. Se abordează şi problema optimizării şi se prezintă o serie de date privind echipamentele de control centralizat. Tot aci se tratează şi problema echipamentelor pentru conducerea proceselor, utilizînd o prezentare digitală a datelor.

Partea a patra a lucrării tratează instalaţiile de automatizare complexă în industrie. Se expun pe rînd instalaţii utilizate în industriile siderurgică, metalurgică, chimică, energetică, constructoare de maşini, ca şi în alte industrii.

Întreaga lucrare se caracterizează prin aceea că este scrisă în mod clar, fără digresiuni inutile şi cu un aparat matematic foarte redus, autorii dovedind o stăpînire deplină a problematicii abordate. Ea se adresează inginerilor şi tehnicienilor care se preocupă de problemele automatizării industriei, dar poate fi consultată şi de studenţii care se preocupă de automatică sau calculatoare electronice.

*Ed. Nicolau*

# DOCUMENTARE

Stănciulescu, F. **Cercetări privind stabilitatea şi calitatea buclelor neliniare de reglare în vederea optimizării lor.** În : Regelungstechnik, vol. 14, nr. 5, 1966, p. 216—222.

Într-un articol anterior (Regelungstechnik, nr. 12, 1962, p. 551—554), autorul a dedus o ecuaţie fundamentală pentru o buclă de reglare cu două neliniarităţi, una pe calea directă şi una pe calea de reacţie.

În articolul de faţă se deduce funcţia de transfer a sistemului şi se pun în evidenţă două funcţii, una liniară şi una neliniară. Numitorul funcţiei de transfer este suma acestor două funcţii. Pornind de la această expresie, se trasează o familie de curbe şi se dă o generalizare a criteriului de stabilitate al lui Nyquist. Originalitatea acestui nou criteriu constă în faptul că evită liniarizarea armonică, folosind direct expresia analitică a neliniarităţii.

În continuare se deduce o expresie analitică a regimului tranzitoriu. Se calculează integrala modulului erorii şi se găseşte o majorantă a acestuia. Minimizarea acestei majorante este interpretată ca un criteriu de calitate al sistemului în vederea optimizării.

În încheiere se dă un exemplu de aplicare a acestor două metode.

Martin, J. D. **Circuite de comutaţie cu transistoare cu siliciu, cu cuplaj direct între etaje.** În : Electronic Engineering, vol. 37, nr. 453, nov 1965, p. 732—736.

Cercetările prezentate în articol au fost făcute cu scopul de a se proiecta circuite cu siguranţă mare de funcţionare. Autorul arată proprietăţile interesante pe care le au transistoarele cu siliciu, referitor la tensiunea mare dintre emitor şi colector şi la curenţii de fugă foarte mici. Aceste proprietăţi sînt păstrate şi la temperaturi mari (pînă la 80 °C), fapt care face aceste circuite deosebit de recomandabile pentru condiţii de lucru defavorabile.

Autorul prezintă condiţiile de blocare şi saturare a cîtorva tipuri de circuite, problemele legate de selecţionarea transistoarelor, cum şi un exemplu de calcul.

Nikiforuk, P. N., Pronovost, R., Squires, G. **Generator de semnale întîmplătoare, de joasă frecvenţă.** În : Electronic Engineering, vol. 38, nr. 456, febr 1966, p. 100—101.

Pentru a studia răspunsul unor sisteme automate la semnale întîmplătoare de joasă frecvenţă, autorii au elaborat aparatul descris care are următoarele performanţe :

— o distribuţie gaussiană a amplitudinilcr ;

— valoare medie nulă ;

— o putere a densităţii spectrale constantă între frecvenţele 0 şi 50 Hz, această proprietate fiind în general cea pe care nu o au sursele de zgomot obişnuite.

Se justifică matematic procesul de generare şi se prezintă schema împreună cu performanţele ei.

Both, A. D., Vries, M. S. **Echipament periferic pentru un calculator numeric de mici proporţii.** În : Electronic Engineering, vol. 38, nr. 457, mart 1966.

Echipamentul periferic descris se compune dintr-un sistem de citire a benzii perforate cu şapte piste şi un perforator mecanic de bandă. Cititorul este fotoelectric, putînd citi 500 caractere/s, aceasta fiind viteza limită cu care calculatorul poate absorbi datele Perforatorul poate lucra cu viteza de 300 caractere/s cînd este cufundat în baie de ulei pentru răcire, dar numai 100 caractere/s în aer.

În articol sînt descrise părţile mecanice şi schemele de comandă, control şi acţionare Sistemul se remarcă prin simplitatea sa constructivă.

French, R. C. **Măsurarea funcţiei de transfer utilizînd impulsuri rapide.** În : Electronic Engineering, vol. 38, nr. 462, aug 1966. p. 516 — 519 ; nr. 463, sept 1966, p. 588—592.

Forma de undă în timp la ieşirea unui circuit electric este determinată în mod univoc de forma de undă de la intrare şi de variaţia cu frecvenţa a amplificării şi fazei circuitului, adică de funcţia sa de transfer. Invers, dacă sînt cunoscute formele de undă de la intrare şi ieşire, poate fi calculată din ele funcţia de transfer. A fost elaborat un sistem pentru determinarea funcţiilor de transfer ale circuitelor, în care formele de undă de intrare şi ieşire sînt testate în timp şi înregistrate automat pe benzi de hîrtie perforate. Este utilizat un calculator pentru determinarea funcţiei de transfer a circuitului din benzi şi rezultatele sînt imprimate sub forma caracteristicilor de amplificare, fază şi întîrziere de grup în funcţie de frecvenţă. Precizia depinde de funcţia de transfer măsurată. S-au obţinut precizii de $\pm$ 0,3 dB amplificare şi $\pm$ 2° fază într-o gamă dinamică de 10 dB. Sistemul lucrează într-o bandă pînă la 100 MHz.

Finlay, D. J. **Analiza şi performanţele întreruptoarelor cu transistoare.** În : Electronic Engineering, vol. 38, nr. 463, sept 1966, p. 572—578.

Metoda obişnuită de amplificare a semnalelor continue foarte mici constă în convertirea lor printr-un modulator în semnale alternative şi amplificarea acestora, ceea ce înlătură erorile produse de derivă. Intreruptoarele cu transistoare prezintă avantaje faţă de cele mecanice sau fotoelectrice. În articol se face o analiză completă şi originală a întreruptorului de intrare cu transistor, din care rezultă clar efectele variaţiilor tensiunii de alimentare, rezistenţei de intrare, frecvenţei de întrerupere şi parametrilor transistorului. Sînt prezentate date tipice şi comparate erorile de nul şi deriva lor pentru transistoare cu germaniu şi siliciu. Erorile produse de perioadele tranzitorii se dovedesc a fi foarte importante, în special la măsurarea unor curenţi de ordinul a 1 nA sau tensiuni de ordinul a 10 μV. Dintre dispozitivele mai noi pot fi utilizate ca întreruptoare transistoarele planare şi cele cu efect de cîmp.

Ortel, W. **Circuitul basculant monostabil cu diodă tunel.** În : Proc. I.E.E., vol. 54, nr. 7, iul 1966, p. 936—946.

Este prezentat un circuit basculant cu diodă tunel util, reprezentativ şi care se pretează la o analiză detaliată. Se dă o diagramă de stabilitate care arată cum variază caracterul stărilor de echilibru ale circuitului atunci cînd se modifică valorile elementelor sale şi polarizarea diodei. Cînd circuitul este proiectat să lucreze ca monostabil cu trei stări de echilibru, există un prag stabil de declanşare, ceea ce îl face utilizabil ca discriminator ideal de amplitudine şi regenerator de impulsuri. Formele de undă observate pe oscilograf au fost similare cu cele obţinute prin integrarea ecuaţiilor circuitului neliniar. Este analizată dependenţa duratei şi amplitudinii impulsului generat de mărimea inductanţei şi rezistenţei din circuit, rezultînd metoda de alegere a valorilor optime. S-au obţinut frecvenţe de repetiţie a impulsurilor pînă la 3 GHz.

Higgins, J. C. **Probleme în specificarea şi evaluarea siguranţei în funcţionare a echipamentului electronic.** În : Proc. I.E.E., vol. 113, nr. 8, sept 1966, p. 1413—1419.

În ultimii ani a fost acordată o atenţie deosebită siguranţei în funcţionare a echipamentului electronic. Articolul este consacrat unor probleme care se ridică atunci cînd se tinde să se specifice şi să se evalueze siguranţa în funcţionare a echipamentului electronic, cum sînt de exemplu problemele care apar la realizarea unui model matematic valabil care să lege costul echipamentului de siguranţa în funcţionare. Sînt discutate aplicabilitatea diferitelor modele standard bazate pe o relaţie exponenţială şi problema, legată de aceasta, a definirii şi măsurării duratei medii dintre ieşirile din funcţiune ale echipamentului. După definirea unei serii de noţiuni, este analizată siguranţa în funcţionare optimă şi sînt date metode de evaluare a acesteia.

Rigby, G. A. **Aplicaţiile industriale ale înregistrării datelor.** În : Industrial Electronics, mart 1966.

Metodele electronice moderne de înregistrare centralizată a datelor (data-logging) sînt utilizate din ce în ce mai mult în industrie pentru supravegherea şi controlul final al procesului şi utilajelor. La baza acestui sistem stau telemăsurările mai multor parametri într-o ordine determinată şi transformarea informaţiei analogice astfel obţinute într-una numerică cu ajutorul convertoarelor analog-numerice (în general voltmetre numerice).

Autorul descrie pe scurt structura unui sistem de înregistrare centralizată, arătînd care sînt principalele elemente ale sale, funcţiile şi performanţele lor. Sînt indicate apoi exemple de utilizare pentru protejarea turbo-alternatoarelor în uzinele pentru electroliză, în cromatografie gazoasă etc.

SILICIU MONOCRISTALIN

DE MARE PURITATE

INIMĂ NEOBOSITĂ

SUPAPE CU SILICIU

- randament 99%
- ancombrament redus
- robusteţe
- funcţionare fără defecţiuni
- siguranţă în exploatare, proprietăţi caracteristice ale supapelor de redresare VK marca ČKD — Praga

pentru aplicaţii variate de redresoare

- tracţiune electrică
- grupe de sudare
- cuptoare electrice cu arc
- băi electrolitice
- blocuri de alimentare de sectoare cu curent continuu

Export prin

STROJEXPORT

cutia poştală 662

PRAGA — CEHOSLOVACIA

HERION

Schrittmacher der Automation

## Lumea mărcilor de fabricaţie— lumea tehnicianului

**Tehnicianul, caracterizat prin logică şi simţ al practicului, este convins numai de siguranţa în funcţionare şi de calitatea unui produs, precum şi de ingeniozitatea concepţiei constructive.**

**În domeniul său de specialitate, tehnicianul nu se lasă indus în eroare. El se decide deci pentru produsul care este corespunzător.**

**Din această cauză, pentru „lumea" sa marca de fabricaţie „Herion" are valabilitatea unui indicator de calitate pentru toate elementele de reglare şi comandă automată.**

HERION-WERKE KG
FABRIKEN FÜR REGEL- UND STEUERTECHNIK
7 STUTTGART 1 ★ POSTFACH 2970

KOSMUSZAKI KÖNYVTÁR

# СОДЕРЖАНИЕ


ДК 621.317.382.016.24 :621.382.3

*Червени, И.* и *Билибоакэ, Ф.*:

**Статистический датчик активной мощности.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 49–54

Приведены теоретические соображения и на их основе, принципы проектирования статистических датчиков для измерения активной мощности в цепях переменного однофазного тока.

ДК 621.375.4 :621.376.53

*Вейсс, А.* и *Давидович, М.*:

**Электронный мультипликатор.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 54–57

Описан электронный мультипликатор, осуществленный по принципу импульсной модуляции при образовании прямоугольных импульсов, амплитуда которых пропорциональна одной переменной, а продолжительность — другой переменной.

ДК 621.373.442 :621.374.44

*Пэпуряну, С.* и *Раду, А.*:

**Прямоугольный импульсный генератор в области микросекунд.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 57–59

Дается описание импульсного проямоугольного генератора лабораторного типа, позволяющего варьировать амплитуду импульса в пределах от 10 в до 20кв, мощность в пределах от 50 вт до 250 квт, длительность от 1 до 4 μs и повторную частоту от 100 до 800 гц.

ДК 621.373.444 :621.376.52

*Тэтару, Е.*:

**Скорость коммутации бистабильной цепи Кенеля (II).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 59–61

Определеняется предельная частота подсчета и рас педеления в случае бистабильной цепи Кенеля; рассматриваются результаты, полученные в двух частях работы.

ДК 621.376.232,2.011.31

*Ройзман, В.*:

**Модулятор со значительным входным сопротивлением, осуществленный с стабилизаторными диодами, применяемыми в качестве варикапных диод.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 62–69

Описан модулятор, снабженный диодами Зенера, применяемыми в качестве нелинейных мощностей и рассматривается возможность использования в качестве диод варикап — диоды Зенера текущего выпуска

ДК 621.374.34 :621.395,664,3

*Теодору, В.*:

**Нереверсивная счетная электронная машина с параллельным вычитанием.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 70–74

ДК 621.372.55 :621.385.21

*Маринеску, Н.*:

**Методы анализа регенеративных цепей с туннель-диодами.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 75–82

ДК 621.646.1–543.2

*Мариною, В.* и *Плоскару, М.*:

**Регулирующие краны. Поведение в статическом режиме и расчет выбора.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 83–90

ДК 621.514.2–531.3

*Паладе, Д.*:

**Получение сжатого воздуха, необходимого для регулирующей пневматической аппаратуры.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, март-апрель 1967, стр. 90–92

**РЕЦЕНЗИИ** 93–94

**ДОКУМЕНТАЦИЯ** 94–95


# INHALTSVERZEICHNIS


DK 621.317.382.016.24 :621.382.3

*Cserveny, I.* und *Biliboacă, F.*:

**Statischer Uebertrager mit Wirkleistung.**

Automatica şi Electronica 11, H.2, März-April 1967, S. 49–54

Es werden einige theoretische Betrachtungen und, auf deren Grundlage, die Entwurfsprinzipien eines statischen Uebertragers zur Messung der Wirkleistung in Einphasen Wechselstromkreisen dargelegt.

DK 621.375.4 :621.376.53

*Weiss, A.* und *Davidovici, M.*:

**Elektronischer Multiplikator.**

Automatica şi Electronica 11, H. 2, März-April 1967, S. 54–57

Es wird ein elektronischer Multiplikator beschrieben, welcher nach dem Prinzip der Impulsmodulation verwirklicht wurde und dies durch Erzeugung von gewissen rechtwinkligen Impulsen deren Amplitude einer Veränderlichen und die Dauer einer anderen Veränderlichen proportional sind.

DK 621.373.442 :621.374.44

*Păpureanu, S.* und *Radu, A.*:

**Generator zur Erzeugung rechtwinkliger Impulse im Bereich der Mikrosekunden.**

Automatica şi Electronica 11, H.2, März-April 1967, S. 57–59

Es wird ein Laboratoriumsgenerator zur Erzeugung von rechtwinkligen Impulsen beschrieben, welcher die Aenderung der Impulsamplitude zwischen 10 V und 20 kV, der Leistung zwischen 50 W und 250 kW, der Dauer zwischen 1 und 4 μs und der Wiederholungsfrequenz zwischen 100 und 800 Hz ermöglicht.

DK 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.*:

**Die Kommutierungsgeschwindigkeit des bistabilen Stromkreises von Kaenel (II).**

Automatica und Electronica 11, H.2, März-April 1967, S. 59–61

Man bestimmt die Grenzwerte des Frequenz bzgl. Zählung und Teilung im Fall des Kaenel'schen bistabilen Stromkreises; die in den zwei Teilen der Arbeit erhaltenen Resultate werden gedeutet.

DK 621.376.232.2.011.31

*Roisman, W.*:

**Modulator mit grosser Eingangswiderstand, verwirklicht mit stabilisierenden Dioden, die als Dioden veränderlicher Kapazität verwendet wurden.**

Automatica şi Electronica 11, H.2, März-April 1967, S. 62–69

Dargestellt wird ein Modulator verwirklicht mit Zener-Dioden, welche als nichtlineare Kapazität verwendet wurden. Es wird die Möglichkeit der Verwendung von Zener-Dioden aus der laufenden Fertigung als Dioden veränderlicher Kapazität gezeigt.

DK 621.374.34 :621.395.664.3

*Teodoru, V.*:

**Nichtreversibler elektronischer Zähler mit Parallelsubtraktion.**

Automatica şi Electronica 11, H. 2, März-April 1967, S. 70–74

DK 621.372.55 :621.385.21

*Marinescu, N.*:

**Untersuchungsmethoden der Regenerationskreise mit Tunneldioden.**

Automatica şi Electronica 11, H. 2, März-April 1967, S. 75–82

DK 621.646.1–543.2

*Marinoiu, V.* und *Ploscaru, M.*:

**Regelungshähne. Das Verhalten im statischen Betrieb und die Berechnung zu deren Auswahl.**

Automatica şi Electronica 11, H.2, März-April 1967, S. 83–90

DK 621.514.2–531.3

*Palade, D.*:

**Die Erzeugung der Druckluft für die Regelungseinrichtungen.**

Automatica şi Electronica 11, H.2, März-April 1967, S. 90–92

**BUCHBESPRECHUNGEN** 93–94

**DOKUMENTATION** 94–95

# CONTENTS


DC 621.317.382.016.24 :621.382.3

*Cserveny, I.* and *Biliboacă, F.* :

**A statie active-power transducer.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 49–54

Some theoretical considerations are followed by the description of the designing principles of a static transducer for measuring the active power in the monophase alternating current circuits.

DC 621.375.4 :621.376.53

*Weiss, A.* and *Davidovici, M.* :

**Electronic multiplier.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 54–57

The description is given of an electronic multiplier based on the impulse modulation principle with generation of rectangular impulses whose amplitude is proportional to a variable and the duration to another one.

DC 621.373.442 :621.374.44

*Păpureanu, S.* and *Radu, A.* :

**Rectangular impulse generator in the field of microseconds.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 57–59

A laboratory rectangular impulse generator allowing to vary the impulse amplitude between 10 V and 20 kV, the power between 50 W and 250 kW, the duration between 1 and 4 μs and the repetition frequency between 100 and 800 Hz is described.

DC 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.* :

**The switching speed of the bistable Kaenel circuit (II).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 59–61

The counting and dividing limit frequency is determined in the case of the Kaenel bistable circuit and the results obtained in the two parts of the paper are interpreted.

DC 621.376.232.2.011.31

*Roisman, W.* :

**A modulator with very high input resistance achieved with stabilizing diodes used as varicap diodes.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 62–69

A modulator achieved with Zener diodes used as non-linear capacities is presented and the possibility of using the current-production Zener diodes as varicap diodes is demonstrated.

DC 621.374.34 :621.395.664.3

*Teodoru, V.* :

**An irreversible electronic computer with parallel subtraction.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 70–74

DC 621.372.55 :621.385.21

*Marinescu, N.* :

**Analysis methods of the regenerative circuits with tunnel diodes.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 75–82

DC 621.646.1–543.2

*Marinoiu, V.* and *Ploscaru, M.* :

**Regulating valves. The behaviour in static regime and the choice calculus.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 83–90

DC 621.514.2–531.3

*Palade, D.* :

**The obtention of the compressed air required by the pneumatic regulating apparatus.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 2, march-april 1967, p. 90–92

**REVIEWS** 93–94

**DOCUMENTATION** 94–95


# SOMMAIRE


CD 621.317.382.016.24 :621.382.3

*Cserveny, I.* et *Biliboacă, F.* :

**Traducteur statique de puissance active.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 49–54

On expose quelques considérations théoriques et, basés sur celles-ci, les principes pour l'élaboration du projet d'un traducteur statique pour le mesurage de la puissance active dans les circuits de courant alternatif monophasé.

CD 621.375.4 :621.376.53

*Weiss, A.* et *Davidovici, M.* :

**Multiplicateur électronique.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 54–57

On présente un multiplicateur électronique réalisé selon le principe de la modulation par impulsions, en générant des impulsions quadrangulaires dont l'amplitude est proportionnelle à une variable et la durée à une autre variable.

CD 621.373.442 :621.374.44

*Păpureanu, S.* et *Radu, A.* :

**Générateur d'impulsions quadrangulaires dans le domaine des microsecondes.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 57–59

On décrit un générateur d'impulsions quadrangulaires de laboratoire, qui permet de varier l'amplitude de l'impulsion entre 10 V et 20 kV, la puissance entre 50 W et 250 kW, la durée entre 1 et 4 μs et la fréquence de répétition entre 100 et 800 Hz.

CD 621.373.444 :621.376.52

*Tătaru, E.* :

**La vitesse de commutation du circuit bistable Kaenel (II).**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 59–61

On détermine la fréquence-limite de numération et de division dans le cas du circuit bistable Kaenel ; on interprète les résultats obtenus dans les deux parties de l'étude présentée.

CD 621.376.232.2.011.31

*Roisman, W.* :

**Modulateur à très grande résistance d'entrée, réalisé avec des diodes stabilisatrices utilisées comme diodes varicap.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 62–69

On présente un modulateur réalisé avec des diodes Zener, utilisées comme capacités non linéaires et l'on démontre la possibilité d'utiliser comme diodes varicap les diodes Zener de la production courante.

CD 621.374.34 :621.395.664.3

*Teodoru, V.* :

**Compteur électronique irréversible à soustraction parallèle.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 70–74

CD 621.372.55 :621.385.21

*Marinescu, N.* :

**Méthodes d'analyse des circuits régénérateurs à diodes tunnel.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967 p. 75–82

CD 621.646.1–543.2

*Marinoiu, V.* et *Ploscaru, M.* :

**Robinets de réglage. Leur comportement en régime statique et le calcul nécessaire pour leur choix.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 83–90

CD 621.514.2–531.3

*Palade, D.* ·

**L'obtention de l'air comprimé nécessaire à l'appareillage pneumatique de réglage.**

Automatica şi Electronica 11, no. 2, mars-avril 1967, p. 90–92

**COMPTES RENDUS** 93–94

**DOCUMENTATION** 94–95



MŰSZAKI KÖNYVTÁR

MICM

ICE

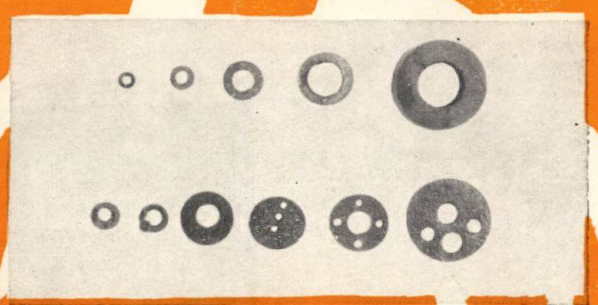
# INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

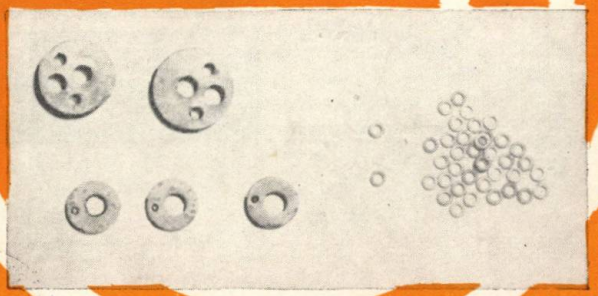
**din București, Bd. Kalinin 18, tel. 12.03.55**

primește comenzi de cercetare de aparate, instalații și materiale electronice cu utilizări în laboratoare și în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru următoarele instalații electronice:

- **aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice;**
- **instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie;**
- **aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze;**
- **materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.**





**ICE, B-dul Kalinin 18**
**BUCUREȘTI**

# FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI

BUCUREȘTI · CALEA FLOREASCA 242 · TEL. 11.27.37

FEA

BUCUREȘTI

*Sistemul electronic unificat*

SIGURANȚĂ ÎN FUNCȚIONARE

PRECIZIE

COMPLET TRANZISTORIZAT

**PENTRU AUTOMATIZĂRI INDUSTRIALE**

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

*Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development*

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY

BUCHAREST, RUMANIA – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

TEL.: 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

*Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique*

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ

BUCAREST, ROUMANIE – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

TEL.: 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

*Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt*

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR

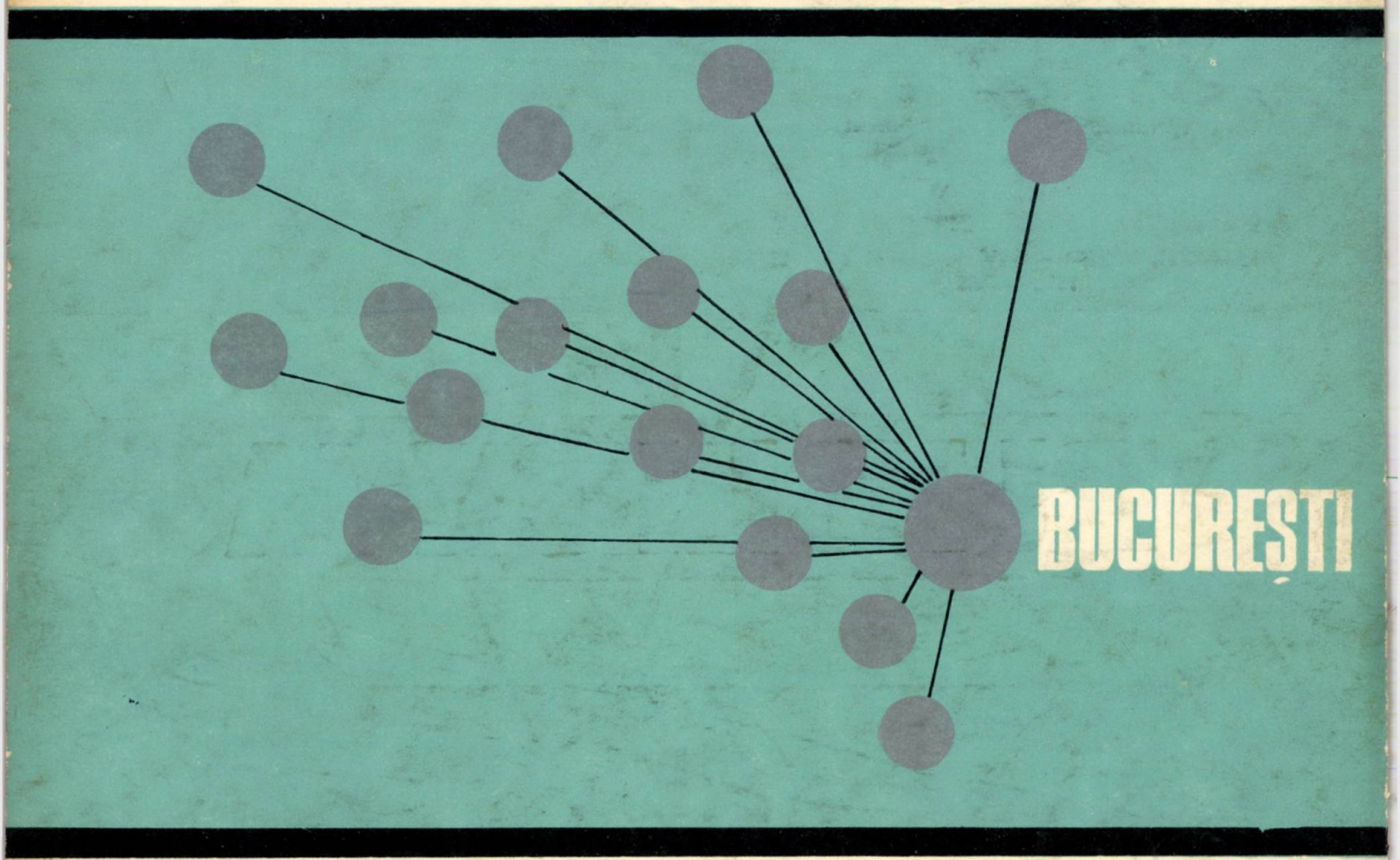
BUKAREST, RUMÄNIEN – B-DUL N. BĂLCESCU No. 22

FERNRUF: 14.75.35

**N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1967. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À**

1967 APR 20

**CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,**




**soit aux entreprises suivantes:**

**BULGARIE**
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

**TCHÉCOSLOVAQUIE**
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

**R. D. ALLEMANDE**
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

**POLOGNE**
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

**U.R.S.S.**
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

**GRANDE BRETAGNE**
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

**AUTRICHE**
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

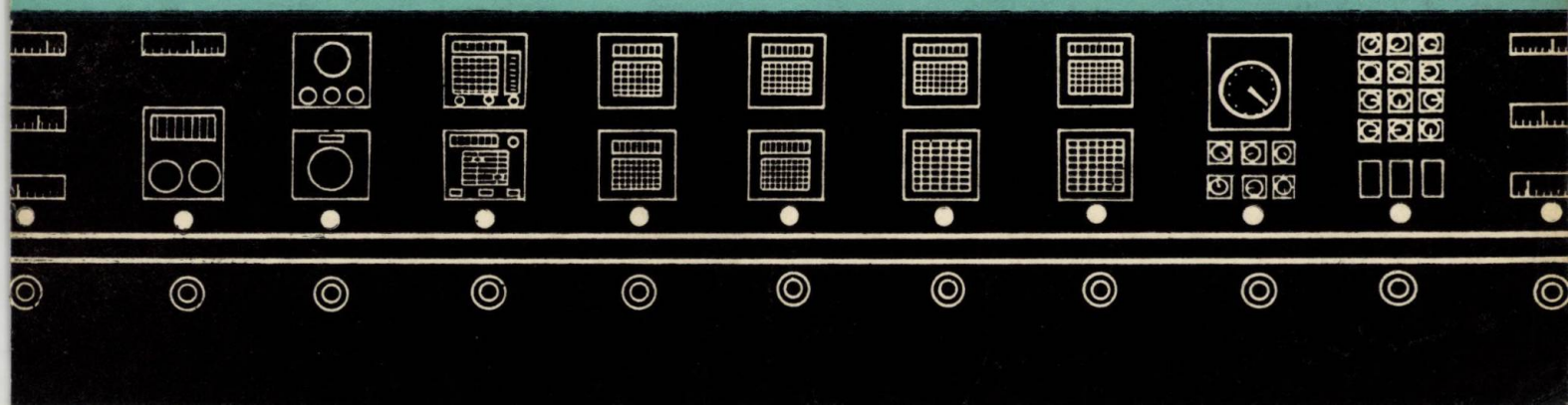
**FRANCE**
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E2551

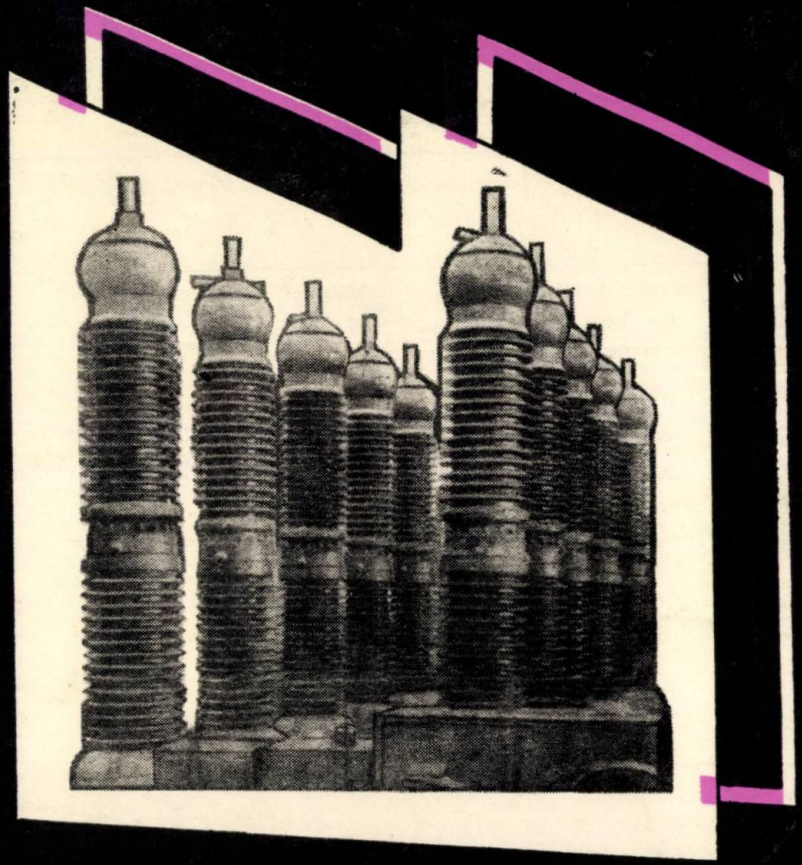
# AUTOMATICA și ELECTRONICA

3

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 11 • Nr. 3 • MAI — IUNIE • 1967



UZINELE



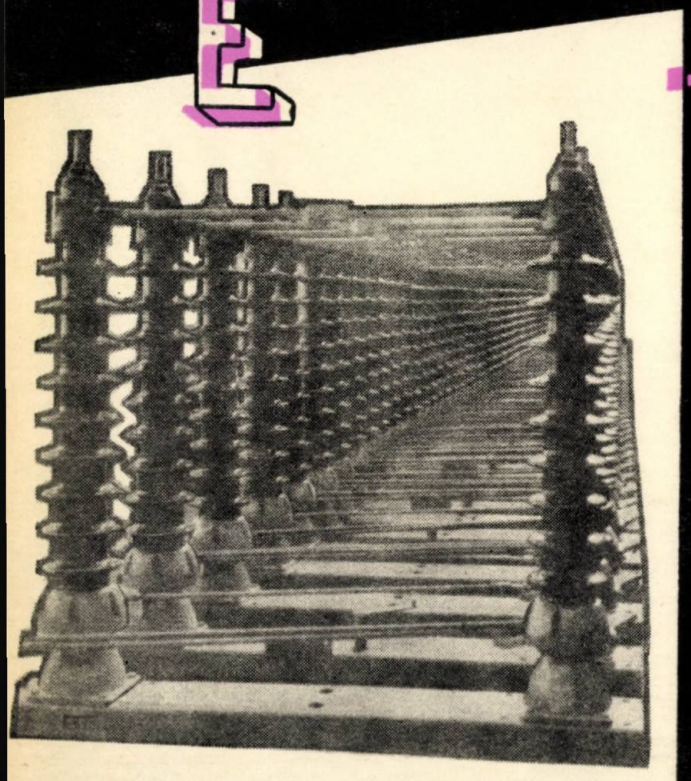
ELECTROPUTERE

CRAIOVA

PENTRU ECHIPAREA SISTEMELOR ENERGETICE

APARATE ELECTRICE DE INALTA TENSIUNE

6-220 kV



- SEPARATOARE
- INTRERUPTOARE
- SIGURANTE FUZIBILE
- DESCARCATOARE CU FIBRA
- TRANSFORMATOARE DE MASURA
- CELULE PREFABRICATE COMPLET UTILATE PENTRU DIFERITE SCOPURI

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1965


# AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 11 (1967), nr. 3 (mai-iunie), p. 97–135


## CUPRINS


CZ 621.313.17.016.1.044.3

*Sebastian, L., Boţan, N. V.* şi *Olah, I.*:
**Asupra cuplului dezvoltat de selsinul emiţător în cazul montajului selsin emiţător – selsin transformator (SE-ST).**
Automatica şi Electronica 11, nr. 3, mai-iunie 1967, p. 97–100

Lucrarea se referă la cuplurile parazite datorite danturii armăturii selsinurilor transformatoare; aceste cupluri pot influenţa funcţionarea corectă a aparatelor de măsură.

---

CZ 621.317.9 : 534.143.002

*Nicolau, Ed.* şi *Iordache, S. Gh.*:
**Traductor electromagnetic de oscilaţii elastice.**
Automatica şi Electronica 11, nr. 3, mai-iunie 1967, p. 101–107

Se prezintă un nou tip de traductor electromagnetic utilizat în schemele de măsurare a oscilaţiilor elastice din diferite sectoare industriale şi în studiile de geologie.

---

CZ 621.376.56 : 512.831

*Ghibu, C.*:
**Realizarea funcţiilor logice cu structuri ce modelează diagrama Veitch.**
Automatica şi Electronica 11, nr. 3, mai-iunie 1967, p. 107–112

Se descrie o matrice de elemente logice a cărei structură modelează diagrama Veitch, precum şi utilizarea acestei matrice în realizarea structurilor cu funcţie logică fixă sau variabilă.

---

CZ 621.373.444.004

*Dobrescu, D.*:
**Asupra mărimii siguranţei în funcţionare a circuitelor SAU – EXCLUSIV, realizate cu elemente logice.**
Automatica şi Electronica 11, nr. 3, mai-iunie 1967, p. 112–115

Se expun unele probleme privind calculul siguranţei în funcţionare a schemelor care realizează funcţiile SAU – EXCLUSIV cu elemente NICI.

---

CZ 535.243.2 : 539.164.74 : 621.315.592

*Poenaru, D.* şi *Vilcov, N.*:
**Spectrometru α pentru surse de mică intensitate.**
Automatica şi Electronica 11, nr. 3, mai-iunie 1967, p. 115–119

Se explică principiul de funcţionare a spectrometrelor de particule încărcate cu detectoare cu dispozitive semiconductoare şi se descrie o instalaţie spectrometrică care asigură obţinerea unei rezoluţii energetice mai bune decît 7 keV.

---

CZ 621.384.634 14.001.2

*Tauth, T.*:
**Asupra proiectării surselor de ioni de înaltă frecvenţă.**
Automatica şi Electronica 11, nr. 3, mai-iunie 1966, p. 120–125

Se arată principalele caracteristici ale surselor de ioni de înaltă frecvenţă şi criteriile de alegere a parametrilor acestora în vederea folosirii lor în acceleratoare.

---

**ACTUALITĂŢI** 125–129
**RECENZII** 129–133
**DOCUMENTARE** 133–135

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. Gh. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația: București, str. Ion Ghica nr. 3, raion Tudor Vladimirescu, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România, filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: 30 lei anual. Costul unui exemplar: 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 5208.

*Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966*

40 545

# СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.17.016.1.044.3

*Себастиян, Л., Боцан, Н. В.* и *Олах, И.:*
**Относительно раскрытого момента сельсин-датчик случае монтажа сельсин-датчика—сельсин трансформатора.**

Automatica şi Electronica 11, № 3, май-июнь 1967, стр. 97–100

Работа относится к паразитным моментам, вызываемым зубьями арматуры трансформаторных сельсинов; эти моменты могут влиять на правильную работу измерительных приборов.

---

ДК 621.317.9 : 534.143.002

*Николау, Ед.* и *Иордаке, С.Г.:*
**Электромагнетический датчик упругих колебаний.**

Automatica şi Electronica 11, № 3, май-июнь 1967, стр. 101–107

Описан новый тип электромагнетического датчика, применяемого в схемах замера упругих колебаний в различных промышленных секторах и в геологических исследованиях.

---

ДК 621.376.56 : 512.831

*Гибу, К.:*
**Осуществление логических функций с структурами, моделирующими диаграмму Veitch**

Automatica şi Electronica 11, № 3, май-июнь 1967, стр. 107–112

Описывается матрица логических элементов, структура которой моделирует диаграмму Veitch, а также применение этой матрицы в осуществлении структур с логической постоянной и переменной функцией.

---

ДК 621.373.444.004

*Добреску, Д.:*
**К вопросу о величине предохранителя в работе цепей или- исключительно осуществленных с логическими элементами.**

Automatica şi Electronica 11, № 3, май-июнь 1967, стр. 112–115

Приводятся вопросы, касающиеся расчета предохранителя при работе схем, осуществляющих функциями или — исключительно с элементами ни.

---

ДК 535.243.2 : 539.164.74 : 621.315.592

*Поенару, Д.* и *Вылков, Н.:*
**Спектрометр α для источников низкой интенсивности.**

Automatica şi Electronica 11, № 3, май-июнь 1967, стр. 115–119

Объясняется принцип работы спектрометров частиц, заряженных детекторами с полупроводниковыми устройствами и описывается спектрометрическая установка, обеспечивающийся получение энергетического решения выше 7 keV.

---

ДК 621.384.634.14.001.2

*Таут, Т.:*
**К вопросу о проектировании источников ионов высокой частоты.**

Automatica şi Electronica 11, № 3, май-июнь 1967, стр. 120–125

Приводятся основные характеристики источников моновысокой частоты и критерии выбора этих параметров в виду применения их в ускорителях.

---

**КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ** 125–129

**РЕЦЕНЗИИ** 129–133

**ДОКУМЕНТАЦИЯ** 133–135

# CONTENTS

DC 621.313.17.016.1.044.3

*Sebastian, L., Boţan, N. V.* and *Olah, I.* :
**Concerning the couple developed by the transmitting selsyn in the case of the transmitting selsyn — transforming selsyn connection.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 3, may-june 1967, p. 97–100

The paper discusses the parasitic couples due to the toothing of the armature of transforming selsyns. These couples can influence the correct working of measuring devices.

---

DC 621.317.9 : 534.143.002

*Nicolau, Ed.* and *Iordache, S. Gh.* :
**Electromagnetic transducer with elastic oscillations.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 3, may-june 1967, p. 101–107

The description is given of a new type of electromagnetic transducer used in the measuring diagrams of elastic oscillations in different industrial sectors as well as in geological studies.

---

DC 621.376.56 : 512.831

*Ghibu, C.* :
**The obtention of logical functions with structures modelling the Veitch diagram.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 3, may-june 1967, p. 107–112

A logical element matrix whose structure models the Veitch diagram is described as well as the utilization of this matrix to obtain the structures with fixed or variable logical function.

---

DC 621.373.444.004

*Dobrescu, D.* :
**Concerning the magnitude of the working safety of OR—EXCLUSIVE circuits achieved with logical elements.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 3, may-june 1967, p. 112–115

Some problems regarding the calculus of the working safety of diagrams realizing the OR — EXCLUSIVE functions with NOR elements are discussed.

---

DC 535.243.2 : 539.164.74 : 621 315.592

*Poenaru, D.* and *Vilcov, N.* :
**α-spectrometer for low-intensity sources.**

Autmatica şi Electronica 11, nr. 3, may-june 1967, p. 115–119

The working principle of charged particle spectrometers with detectors with semi-conductor devices is explained and a spectrometrical installation allowing to obtain a power resolution better then 7 keV is described.

---

DC 621.384.634.14.001.2

*Tauth, T.* :
**Concerning the designing of high-frequency ion sources.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 3, may-june 1967, p. 120–125

The main characteristics of the high-frequency ion sources are described and the choice criteria of their parameters in view of their use in accelerators are pointed out.

---

**NEWS** 125–129

**REVIEWS** 129–133

**DOCUMENTATION** 133–135

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883


# AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTA TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

**Vol. XI (pag. 97—135)** **nr. 3, mai—iunie** **Bucureşti, 1967**


Conf. L. SEBASTIAN, prof. V. N. BOŢAN şi asist. I. OLAH

## Asupra cuplului dezvoltat de selsinul emiţător în cazul montajului selsin — selsin transformator (SE-ST)*

Lucrarea de faţă se ocupă cu unele aspecte privind cuplul dezvoltat de selsinul emiţător în cazul montajului SE—ST (fig. 1).

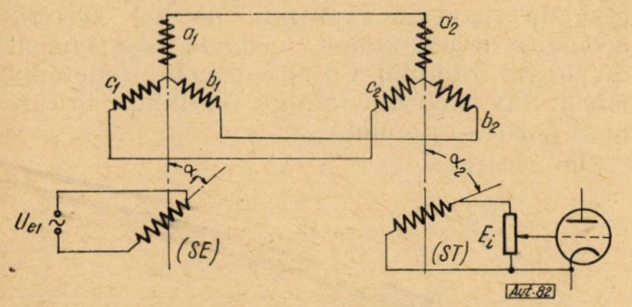



Fig. 1

Valorile eficace ale curenţilor induşi în cele trei faze ale înfăşurării trifazate (de obicei statorice) a SE sînt date de expresiile :

$$\begin{aligned} I_{a1} &= I_m \cdot \cos \alpha_1 ; \\ I_{b1} &= I_m \cdot \cos(\alpha_1 - 120) \quad ; \\ I_{c1} &= I_m \cdot \cos(\alpha_1 + 120), \end{aligned} \tag{1}$$

în care $I_m$ reprezintă valoarea eficace maximă a curentului, iar $\alpha_1$ unghiul de decalaj între axa înfăşurării de excitaţie şi axa fazei $a_1$, luată ca referinţă.

Deci fluxurile produse de înfăşurarea statorică trifazată a SE sînt :

$$\begin{aligned} \Phi_{a1} &= \Phi_m \cdot \cos\alpha_1 ; \\ \Phi_{b1} &= \Phi_m \cdot \cos(\alpha_1 - 120) = \\ &= -\Phi_m \cdot \sin(30 - \alpha_1) ; \\ \Phi_{c1} &= \Phi_m \cdot \cos(\alpha_1 + 120) = \\ &= -\Phi_m \cdot \sin(30 + \alpha_1), \end{aligned} \tag{2}$$

în care $\Phi_m$ este fluxul maxim obţinut în cazul fazei $a_1$ pentru $\alpha_1 = 0$.

Valorile componentelor longitudinală $\Phi_d$ şi transversală $\Phi_q$ ale fluxului statoric rezultant în raport cu axa fazei $a_1$ sînt :

$$\begin{aligned} \Phi_a &= \Phi_{a1} - \frac{1}{2}(\Phi_{b1} + \Phi_{c1}) = \frac{3}{2} \cdot \Phi_m \cdot \cos \alpha_1 ; \\ \Phi_q &= \frac{\sqrt{3}}{2}(\Phi_{b1} - \Phi_{c1}) = \frac{3}{2} \cdot \Phi_m \cdot \sin \alpha_1 . \end{aligned} \tag{3}$$

Valoarea fluxului rezultant este :

$$\Phi = \sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2} = \frac{3}{2} \cdot \Phi_m , \tag{4}$$

iar unghiul $\lambda$, pe care-l face fluxul rezultant statoric al selsinului emiţător în raport cu axa fazei $a_1$, rezultă din relaţia :

$$\operatorname{tg} \lambda = \frac{\Phi_q}{\Phi_d} = \operatorname{tg}\alpha_1 , \tag{5}$$

deci $\lambda = \alpha_1$.

Din cele de mai sus rezultă următoarele :

a) prin decalarea rotorului selsinului emiţător în raport cu faza statorică $a_1$ cu unghiul $\alpha_1$, se decalează în mod identic şi fluxul rezultant statoric produs de înfăşurarea trifazată ; cu alte cuvinte, cele două fluxuri (de excitaţie, produs de înfăşurarea monofazată, şi de reacţie, produs de înfăşurarea trifazată) au totdeauna aceeaşi direcţie ;

b) înfăşurarea trifazată respectivă poate fi echivalată cu o înfăşurare monofazată cu un număr de spire de 3/2 ori mai mare decît cel al fazei $a_1$ şi orientată totdeauna pe aceeaşi direcţie cu înfăşurarea de excitaţie (rotorică).

Expresia cuplului electromagnetic al selsinului emiţător se deduce cu ajutorul sistemului

* Lucrare comunicată la sesiunea ştiinţifică a cadrelor didactice de la Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti, la data de 27—29 mai 1966.

echivalent reprezentat în figura 2. Energia totală a acestui sistem este dată de relaţia:

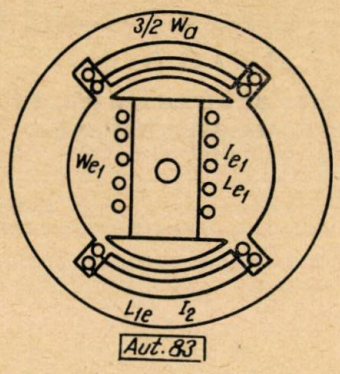



Fig. 2

$$W = \frac{1}{2} L_{e1} I_{e1}^2 + M_{1e} \cdot I_{e1} \cdot I_2 + \frac{1}{2} \cdot L_{1e} \cdot I_2^2, \quad (6)$$

în care:

$L_{e1}$ este inductanţa înfăşurării de excitaţie;
$L_{1e}$ — inductanţa înfăşurării statorice echivalente;
$M_{1e}$ — inductanţa mutuală între cele două înfăşurări.

Cuplul SE rezultă din relaţia:

$$dW = M_{SE} \cdot d\alpha_1, \quad (7)$$

care conduce la:

$$M_{SE} = \frac{dW}{d\alpha_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL_{e1}}{d\alpha_1} \cdot I_{e1}^2 + \frac{dM_{1e}}{d\alpha_1} \cdot I_{e1} \cdot I_2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{dL_{1e}}{d\alpha_1} \cdot I_2^2. \quad (8)$$

În cazul considerat, $L_{e1} = \text{const.}$, $L_{1e} = \text{const.}$ şi $M_{1e} = \text{const.}$ (după cum s-a văzut mai sus). Ca atare:

$$\frac{dL_{e1}}{d\alpha_1} = \frac{dL_{1e}}{d\alpha_1} = \frac{dM_{1e}}{d\alpha_1} = 0 \text{ şi deci: } M_{SE} = 0.$$

Rezultă deci faptul că cuplul selsinului emiţător este nul, independent de valoarea unghiului $\alpha_1$.

Cu toate acestea trebuie făcută observaţia că, în cazul unor selsine emiţătoare, apar totuşi unele cupluri suplimentare (parazite) de valoare foarte mică.

În cele ce urmează lucrarea atacă problema acestor cupluri, cu totul nedorite în cazul aparatelor primare care imprimă selsinului emiţător un cuplu mic sau chiar foarte mic.

Cuplurile parazite ale SE se datoresc danturii circuitelor magnetice ale statorului şi rotorului, în cazul cînd acesta din urmă este cu poli înecaţi.

Pentru a înţelege acest lucru să ne referim la figura 3 care reprezintă statorul SE sub formă desfăşurată. Statorul are 12 ancoşe de lăţime $b = 2$ mm. Lăţimea dinţilor este $a = 3{,}5$ mm. Să considerăm iniţial un rotor care conţine înfăşurarea de excitaţie, al cărui pol aparent

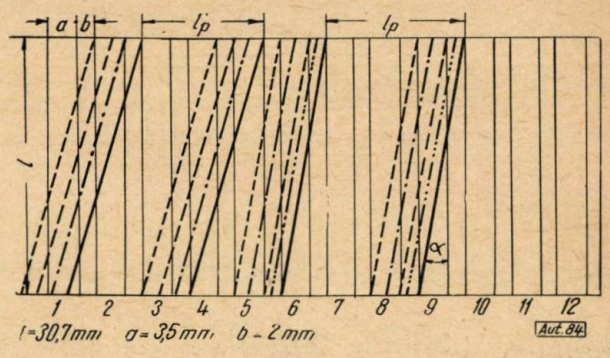



Fig. 3

are o lungime periferică $l_p$ egală cu trei paşi dentari $l_p = 3(a + b)$ şi o înclinare egală cu un pas dentar $\left(\text{tg}\,\alpha = \frac{a+b}{l}\right)$. În acest caz nu este greu de văzut că suprafaţa de fier statoric acoperită de pol rămîne constantă, independent de poziţia rotorului. Cu alte cuvinte, reluctanţa circuitului magnetic rămîne constantă, oricare ar fi poziţia rotorului.

Din relaţia:

$$L_{(H)} = \frac{W_{(sp)} \cdot \Phi_{(Wb)}}{I_{(A)}} = W_{(sp)} \cdot \frac{\frac{W_{(sp)} \cdot I_{(A)}}{R_{(A/Wb)}}}{I_{(A)}} = \frac{W_{(sp)}^2}{R_{(A/Wb)}}, \quad (9)$$

valabilă pentru circuite magnetice nesaturate, se vede că reluctanţa circuitului determină valoarea inductanţei bobinei respective. Deci în acest caz inductanţele:

$$L_{e1} = \frac{W_{e1}^2}{R}, \quad L_{1e} = \frac{\left(\frac{3}{2} \cdot W_a\right)^2}{R}$$

rămîn constante, de asemenea inductanţa mutuală:

$$M_{1e} = \frac{W_{e1}\left(\frac{3}{2} W_a\right)}{R},$$

şi deci cuplul selsinului emiţător, conform relaţiei (8), rămîne nul.

Să considerăm cazul real al unui rotor ai cărui poli au o lungime periferică $l'_p = 3a + 2b$ şi o înclinare $\text{tg}\,\alpha' = \frac{2a + b}{l}$.

Nu este greu de văzut că suprafaţa de fier statoric acoperită de pol, şi deci reluctanţa, variază în acest caz, funcţie de poziţia polului, în limitele unui pas dentar. În consecinţă, în aceleaşi limite variază şi $L_{e1}$, $L_{1e}$ şi $M_{1e}$. Cu alte cuvinte, apare un cuplu parazit (suplimentar) care variază în limitele unui pas dentar, deci cu o periodicitate $p$ egală cu numărul paşilor dentari.

Să admitem că variaţia reluctanţei în limitele unui pas dentar este cosinusoidală:

$$R = R_{med} - R_0 \cdot \cos p\beta, \tag{10}$$

respectiv:

$$L_{e1} = \frac{W_{e1}^2}{R_{med} - R_0 \cdot \cos p\beta};$$

$$L_{1e} = \frac{\left(\frac{3}{2} \cdot W_a\right)^2}{R_{med} - R_0 \cdot \cos p\beta}; \tag{11}$$

$$M_{1e} = \frac{W_{e1}\left(\frac{3}{2} \cdot W_a\right)}{R_{med} - R_0 \cdot \cos p\beta},$$

în care $\beta$ este unghiul de decalare a rotorului selsinului emiţător din poziţia corespunzătoare reluctanţei minime. În acest caz:

$$\frac{dL_{e1}}{d\alpha_1} = -\frac{W_{e1}^2 \cdot R_0 \cdot p \cdot \sin p\beta}{R_{med} - R_0 \cdot \cos p\beta)^2} \simeq -$$

$$-\frac{W_{e1}^2 \cdot R_0 \cdot p}{R_{med}^2} \sin p\beta = -L_{e1m} \cdot \sin p\beta;$$

$$\frac{dL_{1e}}{d\alpha_1} = -\frac{\left(\frac{3}{2} W_a\right)^2 R_0 \cdot p \cdot \sin p\beta}{(R_{med} - R_0 \cdot \cos p\beta)^2} \simeq - \tag{12}$$

$$-\frac{\left(\frac{3}{2} W_a\right)^2 R_0 \cdot p}{R_{med}^2} \sin p\beta = -L_{1em} \cdot \sin p\beta;$$

$$\frac{dM_{1e}}{d\alpha_1} = -\frac{W_{e1}\left(\frac{3}{2} W_a\right) R_0 \cdot p \cdot \sin p\beta}{(R_{med} - R_0 \cdot \cos p\beta)^2} \simeq -$$

$$-\frac{W_{e1}\left(\frac{3}{2} W_a\right) R_0 \cdot p}{R_{med}^2} \sin p\beta = -M_{1em} \cdot \sin p\beta.$$

Cuplul parazit dezvoltat de selsinul emiţător devine:

$$M_{SE} = -\left(\frac{1}{2} \cdot I_{e1}^2 \cdot L_{e1m} + \frac{1}{2} \cdot I_2^2 \cdot L_{1em} + \right.$$

$$\left. + I_{e1} \cdot I_2 \cdot M_{1em}\right) \sin p\beta = -M_{pm} \cdot \sin p\beta. \tag{13}$$

După cum se observă, cuplul parazit al selsinului emiţător variază cu o periodicitate $p$ egală cu numărul paşilor dentari. Aceasta face ca rotorul selsinului emiţător să tindă să se plaseze, la o rotaţie completă, în $p$ poziţii preferenţiale. Acest fapt rezultă din figura 4 care dă variaţia reluctanţei, a inductanţei şi a cuplului parazit al SE funcţie de unghiul $\beta$.

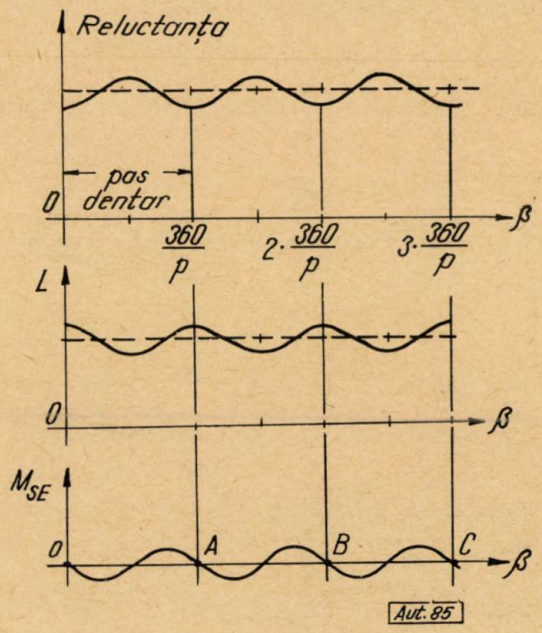



Fig. 4

Dacă din poziţia $\beta = 0$, corespunzătoare reluctanţei minime, se deplasează rotorul SE în sensul valorilor pozitive ale unghiului $\beta$, atunci se observă că cuplul dezvoltat de selsinul iniţial este negativ (se opune deplasării), se anulează cînd $\beta = \frac{180}{p}$ şi apoi devine pozitiv, adică el singur produce deplasarea în continuare a rotorului pînă cînd $\beta = \frac{360}{p}$. Se obţine astfel cea de-a doua poziţie preferenţială a rotorului în $A$. În felul acesta se obţin o serie de poziţii preferenţiale pentru $\beta = 0, \frac{360}{p}, 2\frac{360}{p} \ldots p\frac{360}{p}$.

Existenţa cuplului parazit al SE în unele cazuri poate să compromită buna funcţionare a instalaţiei respective. Vom considera spre exemplificare un ansamblu format dintr-un aparat de măsură cuplat cu rotorul unui SE.

Echilibrul cuplurilor, valabil pentru regimul staţionar, se exprimă în acest caz prin relaţia:

$$M_m = k_1 \cdot x_m = M_r + M_{SE} =$$
$$= k_\theta \cdot \theta - M_{pm} \cdot \sin p\beta, \tag{14}$$

în care:

$x_m$ este mărimea măsurată;

$M_m = k_1 \cdot x_m$ — cuplul motor al aparatului respectiv;

$M_r = k_\theta \cdot \theta$ — cuplul rezistent produs de resorturi liniare, proporţional cu unghiul de deviaţie $\theta$ al axului aparatului primar, considerat în raport cu zeroul lui.

Din figura 5 se vede însă că :

$$\beta = \theta + \varphi_\beta, \qquad (15)$$

$\varphi_\beta$ fiind unghiul de decalaj între poziţia rotorului SE corespunzătoare zeroului aparatului şi poziţia stabilă cea mai apropiată a SE. Deci :

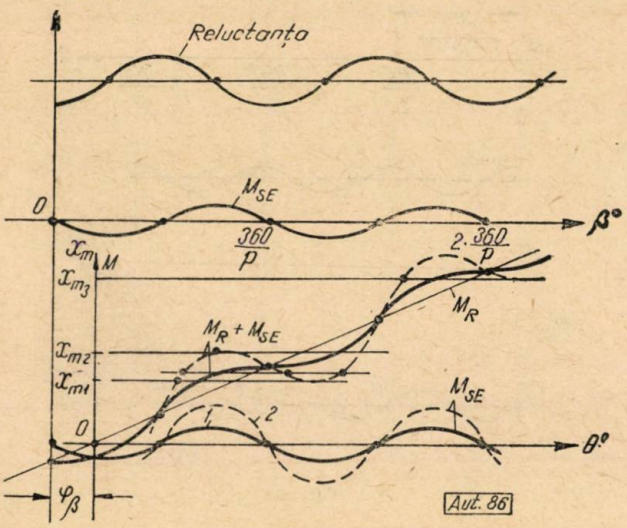



Fig. 5

$$M_m = k_1 \cdot x_m = k_\theta \cdot \theta - M_{pm} \cdot \sin p(\theta + \varphi_\beta),$$

respectiv :

$$x_m = k_A \cdot \theta - k_B \cdot \sin p(\theta + \varphi_\beta), \qquad (16)$$

în care :

$$k_A = \frac{k_\theta}{k_1}, \quad k_B = \frac{M_{pm}}{k_1}.$$

Reprezentarea grafică respectivă este dată în figura 5.

Analizînd curbele din această figură, se ajunge la concluzia că în unele cazuri, cînd între constanta $k_\theta$ a resorturilor şi cuplul parazit maxim există un anume raport, prezenţa cuplului parazit al SE poate să ducă la apariţia unor zone periodice de insensibilitate, în cuprinsul cărora, la o aceeaşi valoare a mărimii măsurate $x_m$, corespund valori nedeterminate ale unghiului de deviaţie $\theta$. Alteori, pentru un raport mai mare între $M_{pm}$ şi $k_\theta$ (curba 2), la o aceeaşi valoare a mărimii de măsurat pot corespunde mai multe valori ale unghiului de deviaţie al axului aparatului, şi anume : o singură valoare cînd $x_{m2} < x_m < x_{m3}$, două valori cînd $x_m = x_{m1}$ sau $x_m = x_{m2}$ şi trei valori cînd $x_{m1} < x_m < x_{m2}$. Cu alte cuvinte, în cazul unor selsine cu cuplu parazit, acul indicator al aparatului de măsură respectiv poate să se stabilească în poziţii diferite la o aceeaşi valoare a mărimii de măsurat.

## Concluzii

1. Prima concluzie care se desprinde din prezenta lucrare este aceea că în realitate cuplul SE nu este întotdeauna nul, cum se consideră de regulă, ci în cazul general variază cu o periodicitate egală cu numărul paşilor dentari.
2. Existenţa acestui cuplu parazit este determinată de geometria danturii circuitului magnetic al înfăşurării trifazate, dacă polii înfăşurării de excitaţie sînt aparenţi (fără dinţi).
3. Cunoaşterea existenţei acestor cupluri parazite impune o atenţie deosebită în ceea ce priveşte corecta funcţionare a aparatelor de măsură cu cuplu mic, cuplate cu SE.
4. Există posibilităţi de a micşora cuplul parazit al SE ; această problemă va constitui obiectul unor cercetări viitoare.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Carlstein, J. *Angle errors in resolvers used as synchros.* In : Control engineering, oct 1963.
[2] Bîrgăoanu, M. *Factorul optim de acoperire a pasului polar la selsinuri generatoare şi motoare.* În : Studii şi cercetări de energetică, tom **8**, nr. 2, 1958.
[3] Iosifian, A. T., Kagan, B. M. *Osnovî slediaştego privoda.* Moscova, Gosenergoizdat, 1954.
[4] Sveciarnik. D. V. *Selsinî i ih primenenie v sistemah avtomatizaţii proizvodstvennih profesov.* Moscova, Gosenergoizdat, 1962.

Prof. ing. ED. NICOLAU şi dr. ing. S. GH. IORDACHE

# Traductor electromagnetic de oscilaţii elastice

Dezvoltarea electroacusticii, a construcţiei de aparate electrice, a fizicii şi mecanicii etc. a creat noi posibilităţi de înregistrare a oscilaţiilor şi de construcţie a aparatelor de înregistrare.

Lucrări ştiinţifice ca ale lui B. B. Galiţin [7], H. Jeffreys (1923) [9], A. N. Krîlov (1942) [10], S. P. Timoshenko (1934) [14], [15], G. Demetrescu [5], B. Gutemberg, studiile asupra aplicaţiilor teoriei vibraţiilor în construcţia de maşini efectuate de Gh. Buzdugan [2], [3], apoi I. I. Gurvici [8], M. S. Anţiferov [1], E. F. Savarenski şi D. P. Kirnos [13] şi alţii au adus contribuţii importante bazelor teoretice şi tehnice de măsurare şi interpretare în domeniul oscilaţiilor.

Dar prin dezvoltarea tehnicii actuale se impune îmbunătăţirea în continuare a metodelor şi a aparatelor existente de recepţionare şi înregistrare a oscilaţiilor, printr-un studiu cît mai aprofundat asupra caracteristicilor lor tehnice de lucru pentru o bandă cît mai largă de frecvenţă.

Cunoaşterea condiţiilor optime de lucru ale traductoarelor de oscilaţii va conduce la o studiere mai complexă a naturii fizice a solurilor, a caracteristicilor cinematice şi dinamice ale oscilaţiilor întîlnite în tehnică.

Traductorul de oscilaţii electromagnetice prezentat funcţionează pe principiul sistemelor inerte, rolul corpului fix fiind îndeplinit de masa inertă $M_2$ suspendată pe arcuri elastice de carcasa traductorului, care face punct comun cu punctul de observaţie a mediului.

În acest caz, orice deplasare aparentă a masei inerte este egală cu valoarea deplasării punctului de observaţie şi opusă ca semn.

Sistemele elastice care vor înregistra componentele orizontale ale oscilaţiei vor avea masa inertă suspendată pe direcţie perpendiculară direcţiei oscilaţiei de recepţionat (fig. 1, *a*),

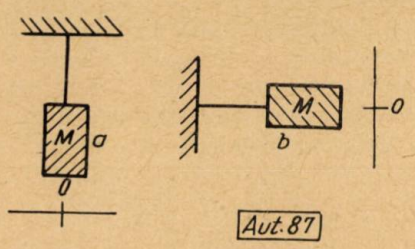



Fig. 1. Schema de principiu a traductorului.

iar pentru componenta verticală, susţinerea elastică a masei inerte se va face lateral (fig. 1, *b*). Lamela susţinătoare a masei inerte este perfect înţepenită, la capătul de prindere, de carcasa aparatului.

Sistemul oscilant, compus din lamela elastică şi masa inertă, este amortizat în ulei.

Masa inertă $M_2$ este constituită dintr-un magnet permanent, pe al cărui capăt opus lamelei sînt montate rigid patru bobine legate în serie.

Fluxul magnetic al masei se poate închide prin armăturile bobinelor şi printr-un întrefier a cărui reluctanţă poate varia în funcţie de deplasarea punctului exterior al masei inerte faţă de un punct fix al carcasei receptorului.

Astfel, sistemul elastic al receptorului şi întrefierul — fix — constituie traductorul impulsului elastic în impuls electric care, amplificat şi înregistrat, prezintă în mod grafic caracterele cinematice şi dinamice ale oscilaţiilor de cercetat.

În alegerea aparaturii şi la schema de înregistrare a oscilaţiilor, în primul rînd se tinde ca această aparatură să aibă capacitatea de rezolvare sau randamentul maxim în a înscrie pe oscilogramă toate semnalele elastice rapid succedate în timp, într-o gamă variată de frecvenţe, de caracteristice cinematice şi dinamice cît mai reale, păstrînd în acelaşi timp capacitatea de amortizare eficientă a oscilaţiilor proprii.

Un aport deosebit privind problemele de stabilizare şi caracteristicile de frecvenţe şi de fază îl au G. A. Gamburţev şi M. K. Polşkov [12].

## Obţinerea caracteristicilor de frecvenţă ale traductorului electromagnetic

Mişcarea sistemului mecanic compus din masa $M$, amortizarea $H$ şi arcul de rigiditate $K$, datorită forţei $F$ care acţionează asupra masei $M$ poate fi prezentată sub forma :

$$M\frac{dv}{dt} + Kv + K\int_0^t v\,(t)\,dt = F\,(t), \qquad (1)$$

unde :

$$v\,(t) = \frac{dx}{dt}$$

este viteza de deplasare a masei $M$ în lungul axei $x$.

De asemenea ecuaţia conturului de oscilaţie, în care sînt conectate în serie selfinducţia $L$, rezistenţa ohmică $R$, capacitatea $C$ şi forţa electrică exterioară $E$, poate fi reprezentată sub forma :

$$Li + RI + \frac{I}{C}\int I\,(t)\,dt = E\,(t). \qquad (2)$$

Din identitatea dintre ecuaţiile mecanice (1) şi electrice (2) decurge posibilitatea de comparaţie

a coeficienţilor şi a variabilelor din aceste ecuaţii.

Astfel:

$$\bar{v}(t) \approx I(t); \quad F(t) \approx E(t);$$
$$M \approx L; \quad H \approx R; \quad K \approx \frac{1}{C}. \qquad (3)$$

Pentru cazul nostru de cercetat, receptorul electromagnetic, aşezat pe sol şi conectat printr-un transformator la circuitul de intrare al unui amplificator, poate fi reprezentat pe baza metodei imaginii de contur ca în figura 2,

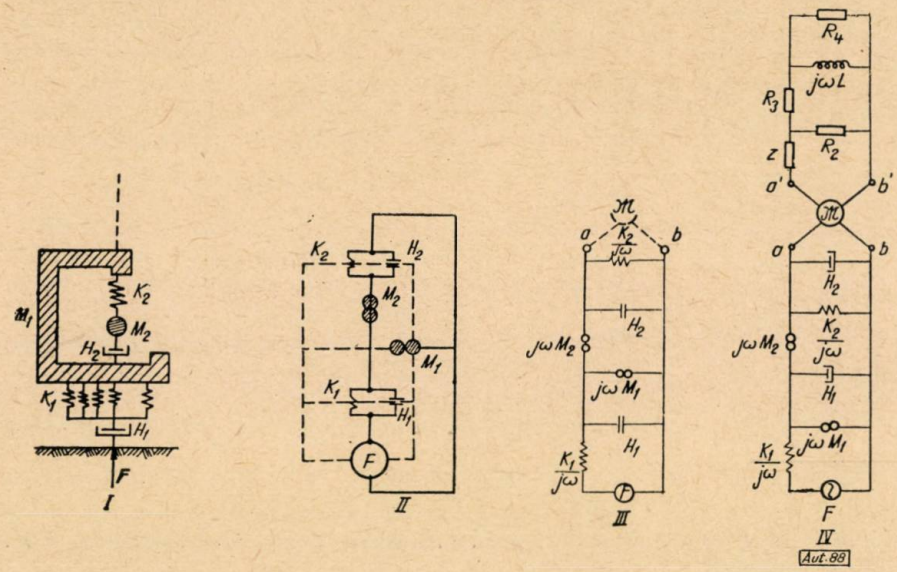



Fig. 2. Schemele de deducere a reprezentării sistemului electromecanic „traductor electromagnetic aşezat pe sol şi conectat la circuitul de intrare al amplificatorului'':

*I* – traductorul de oscilaţii elastice aşezat pe sol; *II* – schema mecanică a traductorului aşezat pe sol; *III* – schema mecanică echivalentă a traductorului aşezat pe sol; *IV* – reprezentarea circuitelor sistemului electromecanic al traductorului electromagnetic conectat la circuitul de intrare al amplificatorului.

unde $\frac{K_1}{j\omega}$ este rezistenţa elastică a scoarţei la contactul cu corpul receptorului; $j\omega M$ – rezistenţa de inerţie a masei corpului receptorului; $H_1$ – forţa de frecare care ia naştere la contactul dintre corpul aparatului şi sol; $H_2$ – forţa de frecare care ia naştere între sistemul elastic al receptorului şi carcasa sa; $F$ – forţa de excitaţie; $K_2$ – rigiditatea sistemului elastic al receptorului; $M_2$ – masa sistemului elastic al receptorului; $M$ – coeficientul de legătură electromecanic; $Z = 4\ (R_1 + j\omega L)$ impedanţa electrică totală a traductorului, unde $R_1$ şi $j\omega L$ corespund rezistenţei ohmice şi inducţiei unei bobine a traductorului; $R_2$ – rezistenţa ohmică de şuntare a traductorului, care determină amortizarea electromagnetică a receptorului; $R_3$ – rezistenţa ohmică a bobinei primare a transformatorului de intrare; $L$ – coeficientul de inducţie a bobinei primare a transformatorului amplificatorului; $R_4$ – suma rezistenţelor ohmice ale circuitului de intrare al amplificatorului; $m$ – coeficientul de transformare al transformatorului.

Între punctele *a* şi *b* ale sistemului mecanic *I* (fig. 2) şi *a'* şi *b'* ale sistemului electric *II* se conectează traductorul electromecanic $\mathfrak{M}$, care poate servi atît ca motor cît şi ca generator. După cum se poate observa, traductorul electromecanic conectat între *a* şi *b* reprezintă veriga de legătură dintre schema mecanică *I* şi cea electrică *II* (fig. 2). Drept rezultat al interacţiunii dintre sistemul mecanic şi cel electric apar forţe mecanice suplimentare, ce sînt proporţionale cu viteza deplasărilor relative ale punctelor *a* şi *b*. De aici urmează că forţa electromotrice care ia naştere este proporţională cu viteza deplasărilor relative ale punctelor *a* şi *b*. De unde putem obţine echivalenţa electromecanică şi regulile de compunere a sistemelor echivalente:

1. rezistenţa ohmică $R$ este echivalentul rezistenţei active de amortizare din schema mecanică $\frac{\mathfrak{M}^2}{R}$;

2. impedanţa $j\omega L$ este echivalentă impedanţei elastice $\frac{\mathfrak{M}^2}{j\omega L}$; şi în sfîrşit,

3. conectarea rezistenţei capacitive $\frac{1}{j\omega C}$ este echivalentă cu rezistenţa de inerţie din sistemul mecanic $\mathfrak{M}^2$, $j\omega C$.

În mod analog se poate arăta că influenţa schemei mecanice asupra celei electrice într-un sistem electromagnetic este echivalentă cu conectarea în circuitul electric a rezistenţei electrice, determinată prin egalitatea:

$$\Delta z_e = \frac{\mathfrak{M}^2}{Z_m},$$

unde $Z_m$ este impedanţa mecanică complexă conectată la intrarea traductorului: $Z_m = j\omega M + H + \frac{K}{j\omega}$.

În baza regulilor de echivalenţă electromecanică se poate trasa sistemul mecanic

echivalent al traductorului electromagnetic plasat pe sol* (fig. 3, *a*).

Calculul intensităţii curentului electric care trece prin fiecare circuit electric al sistemului electromagnetic al receptorului se poate obţine

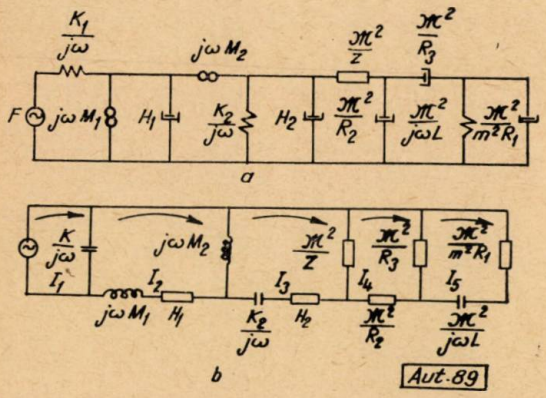



Fig. 3. *a* — Sistemul mecanic echivalent al traductorului electromagnetic-amplificator. *b* — Analogul electric al sistemului mecanic echivalent.

mai comod prin trecerea de la sistemul mecanic echivalent (fig. 3, *a*) la analogul său electric (fig. 3, *b*). Conform legii a doua a lui Kirchhoff :

$$\sum RI = \sum E_2,$$

ecuaţiile circuitelor schemei electrice se pot prezenta sub următoarea formă :

$$I_1 \frac{K}{\mathrm{j}\omega} - I_2 \frac{K}{\mathrm{j}\omega} = F;$$

$$- I_1 \frac{K}{\mathrm{j}\omega} - I_2 \left[ \mathrm{j}\omega M_1 + \mathrm{j}\omega M_2 + H_1 + \frac{K}{\mathrm{j}\omega} \right] + I_3 \mathrm{j}\omega M_2 = 0;$$

$$- I_2 \mathrm{j}\omega M_2 + I_3 \left[ \mathrm{j}\omega M_2 + \frac{\mathfrak{M}^2}{Z} + \frac{K_2}{\mathrm{j}\omega} + H_2 \right] - I_4 \frac{\mathfrak{M}^2}{Z} = 0;$$

$$I_3 \frac{\mathfrak{M}^2}{Z} - I_4 \left[ \frac{\mathfrak{M}^2}{Z} + \frac{\mathfrak{M}^2}{R_2} + \frac{\mathfrak{M}^2}{R_3} \right] + I_5 \frac{\mathfrak{M}^2}{R_3} = 0;$$

$$- I_4 \frac{\mathfrak{M}^2}{R_3} + I_5 \left[ \frac{\mathfrak{M}^2}{R_3} + \frac{\mathfrak{M}^2}{m^2 R_4} + \frac{\mathfrak{M}^2}{\mathrm{j}\omega L_1} \right] = 0. \qquad (4)$$

În studiul sistemului electric „traductor electromagnetic — intrare amplificator" se va porni de la studiul mişcării relative a traductorului receptorului faţă de mişcarea solului.

În acest scop vom determina raportul dintre intensitatea curentului $I_3$ din al treilea contur al figurii 3, *b*, care reprezintă în mod evident analogul electric al vitezei de deplasare relativă a polilor traductorului, şi intensitatea curentului $I_1$ din primul circuit al schemei ce reprezintă analogul vitezei de deplasare a solului.

Din ultimele patru ecuaţii ale curenţilor circuitelor vom avea :

$$\frac{I_3}{I_1} = \frac{D_3}{D}, \qquad (5)$$

unde $D$ este determinantul compus din coeficienţii necunoscutelor din sistemul de ecuaţii (4), iar $D_3$ — acelaşi determinant în care coeficienţii lui $I_3$ sînt înlocuiţi cu membrii liberi ai ecuaţiilor curenţilor de contur din acelaşi sistem (4).

Din dezvoltarea fiecărui determinant în parte obţinem :

$$D_3 = + \frac{\mathfrak{M}^4 K_1 M_2}{\mathrm{j}\omega} \left[ \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \frac{1}{R_3^2} \right) \mathrm{j}\omega + \frac{1}{L Z_0} \right], \qquad (6)$$

iar :

$$D = \left\{ \left[ [(M_1 + M_2) M_2 + M_2^2] \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \frac{1}{R_3^2} \right) \right] (\mathrm{j}\omega)^5 + \right.$$

$$+ \left[ [(M_1 + M_2) H_2 + H_1 M_2] \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \frac{1}{R_3^2} \right) + \right.$$

$$+ (M_1 + M_2) \frac{\mathfrak{M}^2}{Z} \cdot$$

$$\cdot \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \frac{1}{R_3^2} - \frac{1}{Z R_5} \right) \frac{(M_1 + M_2) M_2 + M_2^2}{Z_0 L} \Big] (\mathrm{j}\omega)^4 +$$

$$+ \left[ [K_1 M_2 + (M_1 + M_2) K_2 + H_1 H_2] \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \right. \right.$$

$$- \frac{1}{R_3^2} \Big) + \frac{H_1 \mathfrak{M}^2}{Z} \cdot \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \frac{1}{R_3^2} - \frac{1}{Z R_5} \right) +$$

$$+ \frac{1}{L} \left[ \frac{H_1 M_2 + (M_1 + M_2) H_2}{Z_0} + \frac{(M_1 + M_2)^2}{Z_0 Z} - \right.$$

$$- \left. \frac{(M_1 + M_2)^2}{Z^2} \right] \Big] (\mathrm{j}\omega)^3 + \left[ (K_1 H_2 + K_2 H_1) \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \right. \right.$$

$$- \frac{1}{R_3^2} \Big) + \frac{K_1 \mathfrak{M}^2}{Z} \cdot \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \frac{1}{R_3^2} - \frac{1}{Z R_5} \right) +$$

$$+ \frac{1}{L} \left[ \frac{(M_1 + M_2) K_2 + M_2 K_1 + H_1 H_2}{Z_0} + \right.$$

$$+ \left. \frac{H_1 \mathfrak{M}^2}{Z Z_0} - \frac{H_1 \mathfrak{M}^2}{Z^2} \right] \Big] (\mathrm{j}\omega)^2 +$$

$$+ \left[ K_1 K_2 \left( \frac{1}{Z_0 R_5} - \frac{1}{R_3^2} \right) + \frac{1}{L} \left( \frac{H_1 K_2 + H_2 K_1}{Z_0} + \right. \right.$$

$$+ \left. \left. \frac{K_1 \mathfrak{M}^2}{Z Z_0} - \frac{K_1 \mathfrak{M}^2}{Z^2} \right) \right] \cdot (\mathrm{j}\omega) + \left. \frac{K_1 K_2}{L Z_0} \right\} \frac{1}{(\mathrm{j}\omega)^3}, \qquad (7)$$

expresie care, prin admiterea în calcul a masei $H_2$ şi a amortizării vîscoase $H_2$, stabileşte, sub

* S. Gh. Iordache. *Inregistrator de oscilaţii elastice.* Teză de candidatură în ştiinţe. Inst. de Petrol, Gaze şi Geologie. Bucureşti, 1965.

o formă originală, ecuaţia caracteristică de frecvenţă şi de fază pentru un traductor de tip electromagnetic.

Utilizînd notaţiile [12]:

$$n_1^2 = \frac{K_1}{M_1 + 2M_2}\ ; \qquad n_2^2 = \frac{K_2}{M_2}\ ;$$

$$2h^2 = \frac{H_1}{M_1 + 2M_2}\ ; \qquad 2h = \frac{H_2}{M_2}\ ;$$

$$2h_1 = \frac{\mathfrak{M}^2}{M_2 R_{00}}\ ; \qquad 2h_2 = \frac{\mathfrak{M}^2}{M_2 R_0}\ ;$$

$$\sigma = \frac{m^2 R_4 \left(R_3 + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)}{m^2 R_4 + R_3 + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{1}{L} - \frac{R_\parallel}{L} \cdot \qquad (8)$$

Vom obţine:

$$A = \frac{I_3}{I_1} = \frac{D_3}{D} = \frac{n_1^2 (j\omega)^2 (j\omega + \sigma)}{(j\omega)^5 + (2h'' + 2h' + 2h_2 + \sigma)(j\omega)^4 + [n_1^2 +}$$

$$\leftarrow \frac{}{n_2^2 + 4h'h'' + 2h'\,2h_2 + \sigma(2h' + 2h'' + 2h_1)](j\omega)^3 +} \rightarrow$$

$$\leftarrow \frac{}{[n_1^2\,2h'' + n_2^2\,2h' + n_2^2\,2h_2 + \sigma(n_2^2 + n_1^2 + 2h'\,2h'' +} \rightarrow$$

$$\leftarrow \frac{}{+ 2h'\,2h_1)](j\omega)^2 + [n_1^2 n_2^2 + \sigma(n_1^2\,2h'' + n_2^2\,2h' + n_1^2\,2h_1)] \cdot} \rightarrow$$

$$\leftarrow \frac{}{\cdot (j\omega) + \sigma n_1^2 n_2^2} \cdot \qquad (9)$$

Luînd expresia (9) în modul pentru cazul înregistrării, se obţine:

$$A = \frac{\dfrac{n_1^2}{n_2^2}\,\dfrac{\omega^2}{n_2^2}\sqrt{\dfrac{\omega^2}{n_2^2} + \dfrac{\sigma^2}{n_2^2}}}{\sqrt{\left(\dfrac{\sigma}{n_2} \cdot \dfrac{n_1^2}{n_2^2} + \dfrac{\omega^2}{n_2^2}\left\{\dfrac{\omega^2}{n_2^2}\left[\dfrac{2h'}{n_2} + \dfrac{2h''}{n_2} + \dfrac{2h_2}{n_2} + \dfrac{\sigma}{n_2}\right] -\right.\right.}} \rightleftarrows$$

$$\rightleftarrows \frac{}{- \dfrac{n_1^2}{n_2^2} \cdot \dfrac{2h''}{n_2} - \dfrac{2h^1}{n_2} - \dfrac{n_1^2}{n_2^2} \cdot \dfrac{2h_2}{n_2} - \dfrac{\sigma}{n_2}\left[\dfrac{n_1^2}{n_2^2} + 1 +} \rightleftarrows$$

$$\rightleftarrows \frac{}{\left.\left. + \dfrac{2h'}{n^2} \cdot \dfrac{2h''}{n_2} - \dfrac{2h'}{n_2}\dfrac{2h_1}{n_2}\right]\right\}\right)^2 + \dfrac{\omega^2}{n_2^2}\left\{\dfrac{\omega^2}{n_2^2}\left[\dfrac{\omega^2}{n_2^2} - \dfrac{n_1^2}{n_2^2} - \dfrac{2h''}{n_2^2} -\right.\right.} \rightleftarrows$$

$$\rightleftarrows \frac{}{- \dfrac{2h'}{n_2} \cdot \dfrac{2h''}{n_2} - \dfrac{2h'}{n_2} \cdot \dfrac{2h_2}{n_2} - \dfrac{\sigma}{n_2}\left(\dfrac{2h'}{n_2} + \dfrac{2h''}{n_2} + \dfrac{2h_1}{n_2}\right)\Big] + \dfrac{n_1^2}{n_2^2} +} \rightleftarrows$$

$$\rightleftarrows \frac{}{\left. + \dfrac{\sigma}{n_2}\left[\dfrac{n_1^2}{n_2^2} \cdot \dfrac{2h''}{n_2} + \dfrac{2h'}{n_2} + \dfrac{n_1^2}{n_2} \cdot \dfrac{2h_1}{n_2}\right]\right\}^2} \cdot \qquad (10)$$

Pentru caracteristica de fază a receptorului instalat pe sol, ţinînd seamă totodată de acţiunile reversibile ale circuitului de intrare asupra receptorului şi considerînd valoarea selfinducţiei neglijabilă, vom avea:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{\dfrac{\omega}{n_2}\left(\dfrac{\sigma}{n_2} \cdot \dfrac{n_1^2}{n_2^2} + \dfrac{\omega^2}{n_2^2}\left\{\dfrac{\omega^2}{n_2}\left(\dfrac{2h'}{n_2} + 2\dfrac{h''}{n_2} + 2\dfrac{h_2}{n_2} + \dfrac{\sigma}{n_2}\right) -\right.\right.}{\dfrac{\sigma}{n_2}\left(\dfrac{\sigma}{n_2} \cdot \dfrac{n_1^2}{n_2^2} + \dfrac{\omega^2}{n_2^2}\left\{\dfrac{\omega^2}{n_2^2}\left(2\dfrac{h'}{n_2} + 2\dfrac{h''}{n_2} + 2\dfrac{h_2}{n_2} +\right.\right.\right.} \rightarrow$$

$$\leftarrow \frac{- \dfrac{n_1^2}{n_2^2} \cdot 2\dfrac{h''}{n_2} - 2\dfrac{h'}{n_2} - \dfrac{n_1^2}{n_2^2} \cdot 2\dfrac{h_2}{n_2} - \dfrac{\sigma}{n_2^2}\left(\dfrac{n_1^2}{n_2^2} + 2 +\right.}{\left. + \dfrac{\sigma}{n_2}\right) - \dfrac{n_1^2}{n_2} \cdot 2\dfrac{h''}{n_2} - 2\dfrac{h'}{n_2} - \dfrac{n_1^2}{n_2^2} \cdot 2\dfrac{h_2}{n_2} - \dfrac{\sigma}{n_2}\left(\dfrac{n_1^2}{n_2^2} + 1 +\right.} \rightarrow$$

$$\leftarrow \frac{\left. + 2\dfrac{h'}{n_2}\,2\dfrac{h''}{n_2} + 2\dfrac{h'}{n_2} \cdot 2\dfrac{h_1}{n_2}\right)\Big\}\Big) - \dfrac{\sigma}{n_2} \cdot a}{\left. + 2\dfrac{h'}{n_2} \cdot 2\dfrac{h''}{n_2} + 2\dfrac{h'}{n_2} \cdot 2\dfrac{h_1}{n_2}\right)\Big\}\Big) + \dfrac{\omega}{n_2} \cdot a}\ , \qquad (11)$$

unde:

$$a = \frac{\omega}{n_2}\left\{\frac{\omega^2}{n_2^2}\left[\frac{\omega^2}{n_2^2} - \frac{n_1^2}{n_2^2} - 2\frac{h''}{n_2} - 2\frac{h'}{n_2} \cdot 2\frac{h''}{n_2} - 2\frac{h'}{n_2} \cdot 2\frac{h_2}{n_2} -\right.\right.$$

$$\left. - \frac{\sigma}{n_2}\left(2\frac{h'}{n_2} + 2\frac{h''}{n_2} + 2\frac{h_1}{n_2}\right)\right] + \frac{n_1^2}{n_2^2} + \frac{\sigma}{n_2}\left(\frac{n_1^2}{n_2^2}2\frac{h''}{n_2} +\right.$$

$$\left.\left. + 2\frac{h'}{n_2} + \frac{n_1^2}{n_2^2}2\frac{h_1}{n_2}\right)\right\}.$$

Atribuind în mod alternativ fiecărui parametru al sistemului electromagnetic „traductor aşezat pe sol — intrare amplificator" diverse valori în comparaţie cu ceilalţi parametri, vom putea studia acţiunea variaţiei fiecărui parametru al sistemului asupra formei caracteristicii lui.

Astfel s-a studiat forma expresiei caracteristicii de frecvenţă pentru cazurile cînd $h'' = n_1$, $h'' \ll n_1$, $h'' \gg n_1$, pentru fiecare caz în parte studiindu-se şi variaţiile celorlalţi parametri $n_1$, $n_2$, $h_1$, $h_2$, $\sigma$ sub forma din tabela 1.

Luînd în modul expresiile stabilite mai sus, se obţine:

$$A_1^I = \frac{\dfrac{\omega^2}{n_2^2}\sqrt{\dfrac{\omega^2}{n_2^2} + \dfrac{\sigma^2}{n_2^2}}}{\sqrt{\left[\dfrac{\sigma}{n_2} + C_4\dfrac{\omega^4}{n_2^4} - C_2\dfrac{\omega^2}{n_2^2}\right]^2 + \dfrac{\omega^2}{n_2^2} \cdot \left[C_5\dfrac{\omega^4}{n_2^4} + C_3\dfrac{\omega^2}{n_2^2} + C_1\right]^2}}\ , \qquad (12)$$

unde $C_{1,2,3,4,5}$ sînt coeficienţii lui $(j\omega)$ pentru puterile 1, 2, 3, 4 şi 5.

Cunoscîndu-se valorile parametrilor $n_1$, $n_2$, $h_2$, $h''$ şi $\sigma$, expresiile (tabela 1) caracteristicilor de frecvenţă se pot scrie sub forma prezentată în tabela 2.

Expresiile caracteristicilor calculate au fost reprezentate grafic în figura 4, *I*, *II*, *III*.

Din studiul influenţei sistemului electric de tranziţie * rezultă că valorile amplitudinilor

* Calculele, atît ale expresiilor algebrice din tabela 2 cît şi ale celor următoare, s-au efectuat cu maşina electronică de calcul a I F A — Bucureşti.

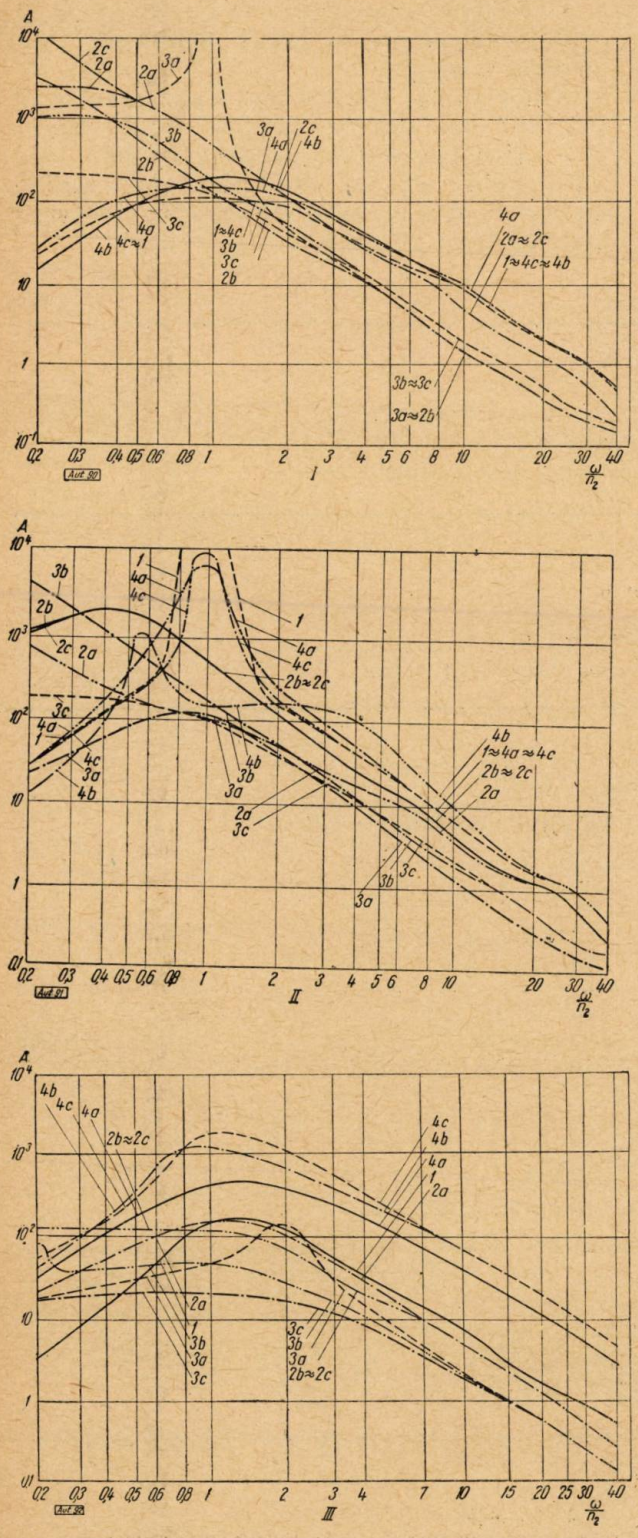


Fig. 4. Caracteristicile de frecvenţă ale traductorului electromagnetic — intrare amplificator · *I.* $h'' = n_1$; *II.* $h'' \ll n_1$ şi *III.* $h'' \gg n_1$.

caracteristicilor de frecvenţă iniţiale din tabela 2 diminuează insensibil pe graficele reprezentate în figura 4, *I*, *II*, *III*.

* * *

Caracteristicile de frecvenţă calculate pentru un număr mare de combinaţii ale parametrilor sistemului traductor-sol pot evidenţia soluţii multiple pentru condiţiile optime de înregistrare şi pentru o bandă cît mai largă de frecvenţe.

Astfel, urmărind amortizarea sistemului $h''$ în funcţie de rigiditatea terenului ($n_1$) în cazul înregistrării unei benzi largi de frecvenţă (4—700 Hz/s) pentru o sensibilitate maximă a receptorului, se vor putea deosebi cazurile:

I. Cînd $h'' = n_1$, pot fi înregistrate sensibilităţi maxime ale receptorului într-o gamă largă de frecvenţe $0{,}1{,}5\ n_2 < \omega < 7n_2$, atunci cînd $n_1 = n_2 = h_1 = h_2 = h'$ (curba 1, fig. 4, *I*) şi atunci cînd $h_2 \ll n_2$, $h_2 \gg n_2$ şi $h_2 \approx n_2$ (curbele 4*a*, 4*b*, 4*c*).

Caracteristicile 2 şi 3 prezintă o sensibilitate mai redusă a traductorului şi o gamă de frecvenţe de înregistrat mai restrînsă în special pentru $\omega \approx 0{,}2\ n_2$.

II. Cînd traductorul este instalat pe un teren de rigiditate mai ridicată ($h'' \ll n_1$), sensibilitatea maximă a traductoarelor se întîlneşte pentru frecvenţele mai joase [$\omega \approx (0{,}2 \div 1)\ n_2$] şi în special pentru cazul cînd $n_1 = n_2 = h_2 \gg \sigma$ (curba 1, cazul *I*), dar e dezavantajoasă pentru o bandă mai largă de frecvenţe — aşa ca în cazul caracteristicilor 4*a*, 4*b*, 4*c*, din cazul *II*, însă pentru care traductorul are şi o sensibilitate mai redusă.

III. Cînd traductorul este aşezat pe roce friabile ($h'' \gg n_1$), caracteristicile de frecvenţă prezintă maxime largi de rezonanţă ($0{,}2\ n_2 < \omega < 4n_2$). Pentru acest caz, sensibilităţile maxime pot fi remarcate pentru curbele caracteristicilor 1, 2*a*, 3*a* şi 4*a* (fig. 4—*III*).

Pentru ($h'' \gg n_1$), scăderea sensibilităţii de recepţionare a oscilaţiilor elastice, pentru frecvenţele superioare ($\omega = 40\ n_2$), este mult mai

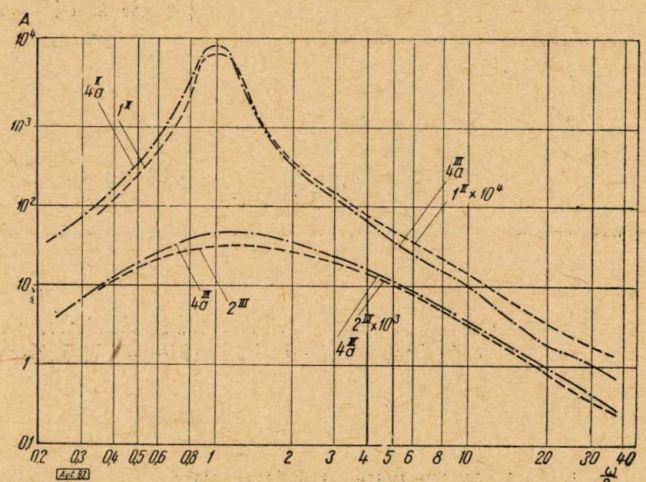


Fig. 5. Caracteristicile de frecvenţă calculate teoretic $4^{II}$ şi $4^{III}$, verificate de caracteristicile obţinute practic $1^{II}$ şi $2^{III}$ ale traductorului electromagnetic.

redusă (de circa 10,2 ori), spre deosebire de cazurile $h'' = n$ şi $h'' \ll n_1$ pentru care reducerea de sensibilitate era de $10^4$ ori.

* * *

Verificarea practică a caracteristicilor teoretice s-a făcut pentru două cazuri distincte: curba teoretică 1'' (fig. 4—*I*) şi curba 2''' (fig. 4—*III*).

1. Primul caz pentru $h'' \ll n_1$, receptorul fiind stabilit rigid pe o masă lemnoasă — dură, pentru $h_2 \ll n_2$.

Amortizarea traductorului reprezenta circa 3% din amortizarea iniţială totală (fig. 5).

2. Al doilea caz de verificat s-a luat pentru cazul cînd valoarea absolută a amortizării ($h''$) putea fi considerată superioară frecvenţelor ($n_1$) de lucru ($h'' \gg n_1$).

*Tabela 1*

$h'' = n_1$

1. $n_1 = n_2 = h_1 = h_2 = h'$

$$A = \frac{n_2^3 (j\omega)^2 (j\omega + \sigma)}{(j\omega)^5 + 6n_2 (j\omega)^4 + 10 n_2^2 (j\omega)^3 + 6 n_2^3 (j\omega)^2 + n_2^4 (j\omega) + \sigma n_2^4}$$

2. $n_1 \gg n_2$ $h_2 \ll n_2$ $h' = h'' = n_1$

a. $\sigma \ll n_2$

$$A = \frac{n_1^2 (j\omega)^2 (j\omega + \sigma)}{(j\omega)^5 + 4 n_1 (j\omega)^4 + 5 n_1^2 (j\omega)^3 + 4n_1 n_2^2 (j\omega)^2 + n_1^2 n_2^2 (j\omega) + \sigma n_1^2 n_2^2}$$

b. $h_2 \gg n_2$ $h_2 \approx n_1 = h_1$ $n_2 \gg \sigma$

$$A = \frac{h_2^2 (j\omega)^2 (j\omega + \sigma)}{(j\omega)^5 + 6 h_2 (j\omega)^4 + 9h_2^2 (j\omega)^3 + 4 h_2^3 (j\omega)^2 + 4 \sigma h_2^3 (j\omega) + \sigma h_2^4}$$

. . . . . .

. . . . . .

ş.a.m.d. pentru cele 30 de cazuri luate în studiu.

*Tabela 2*

$h'' = n_1$

1. $n_1 = n_2 = h_2$

$$A = \frac{x^2 \cdot \sqrt{x^2 + 0{,}00292}}{\sqrt{[0{,}054 + 6 x^4 - 6 x^2]^2 + x^2 [x^4 - 10 x^2 + 1]^2}}$$

2. $n_1 \gg n_2$

a. $h_2 \ll n_2$

$$A = \frac{0{,}000064 x^2 \sqrt{x^2 + 0{,}00292}}{\sqrt{[0{,}000432 + 0{,}0032 x^4 - 0{,}0032 x^2]^2 + x^2 [x^4 - 0{,}0032 x^2 + 0{,}000064]^2}}$$

b. $h_2 \gg n_2$

$$A = \frac{0{,}1936.10^{-18} x^2 \sqrt{x^2 + 0{,}00292}}{\sqrt{[0{,}002025.10^{-36} + 2{,}64.10^{-9} x^4 - 0{,}340736.10^{-27} x^2]^2 + x^2 [x^4 - 1.7424.10^{-12} x^2 + 0{,}01834.10^{-27}]^2}}$$

. . . . . .

. . . . . .

ş.a.m.d. pentru toate cazurile studiate.

* În cele ce urmează, pentru uşurinţa prezentării, raportul $\frac{\omega}{n_2}$ din (12) se notează cu $x$.

## Concluzii

În urma stabilirii caracteristicilor de frecvenţă ale traductorului electromagnetic rezultă următoarele :

1. Utilizarea principiului de calcul al echivalenţei electromecanice poate fi aplicată cu mult succes şi în cazul traductoarelor electromagnetice de oscilaţii elastice.

2. Aplicarea principiului de echivalenţă electromecanică în studiul traductoarelor şi al raportului lor cu schemele de utilizare anexe; prin numărul mare al combinaţiilor parametrilor utilizaţi se pot stabili soluţii multiple pentru condiţiile optime de înregistrare.

3. Prin stabilirea condiţiilor optime de înregistrare se poate merge la o alegere mai justă a elementelor de construcţie atît ale traductoarelor, cît şi ale mediilor sau aparatelor supuse oscilaţiilor elastice.

### BIBLIOGRAFIE


[1] Anţiferov, M. S. *Vtoricinie rezonansî v seismografe sprujinnim podvesom.* In : Izvestia Akad. Nauk S.S.S.R., seria gheograficeskaia i gheofiziceskaia, nr. 4, 1950.

[2] Buzdugan, Gh. *Rezistenţa materialelor,* vol. **2.** Bucureşti, Institutul politehnic, 1954.

[3] Buzdugan, Gh. ş.a. *Teoria vibraţiilor şi aplicaţiile ei în construcţia de maşini.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.

[4] Coulomb şi Grenet. *Nouveaux principes de construction des séismographes électromagnétiques.* În : Annales de physique, nr. 3, 1935.

[5] Demetrescu, G. *Sur l'interprétation des séismogrammes.* În : Bull. de la section scientifique de l'Académie roumaine, XVII, nr. 1—2.

[6] Gamburţev, G. A. *Osnovî seismorazvedki.* Moscova, Gostoptehizdat, 1955.

[7] Galiţin, K. V. *Lekţii po seismometrii.* Petersburg, 1912.

[8] Gurvici, I. I. *Seismiceskaia razvedka.* Moscova, Gostoptehizdat, 1960.

[9] Jeffreys, H. *The surface waves of earthquakes.* Monthly notices of the Royal Astronomical Society, geophysical supplement, vol. **3**, 1953.

[10] Krîlov, A. N. *Sobranie trudî korablea.* Moscova, 1952.

[11] Nicolau, Ed. ş.a. *Instrumente, dispozitive şi maşini matematice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[12] Polşkov, M. K. *Osnovnie voprosî seismorazvedocinoi apparaturî.* Moscova, Gostoptehizdat, 1962.

[13] Savarenski, E. F. şi Kirnos, D. P. *Elementî seismologhii i seismometrii.* Moscova, 1955.

[14] Timoshenko, S. *Strength of materials, advanced theory and problems.* New York, 1941.

[15] Timoshenko, S. şi Joung, H. D. *Vibration problems in engineering.* New York, 1965.


---

C. GHIBU

# Realizarea funcţiilor logice cu structuri ce modelează diagrama Veitch

Datorită legăturii ce există între teoria mulţimilor şi algebra booleană [1], [2] se pot reprezenta relaţiile din această algebră prin relaţii între mulţimi. Pe această bază se construieşte diagrama Veitch şi Karnaugh [1], [3], [7], [8].

În acest articol se va folosi numai modelul diagramei Veitch.

Diagrama Veitch este construită astfel : pentru fiecare variabilă se ataşează o mulţime în plan, de exemplu, în figura 1, variabilei $X_1$ îi corespunde mulţimea formată din elementele 4, 5, 6 şi 7, variabilei $\overline{X}_2$, mulţimea formată din elementele 0,1,4,5. Aceste mulţimi sînt intersectate în aşa fel încît pentru orice minterm* să corespundă cîte un element şi numai unul. De exemplu, mintermului $\overline{X}_1X_2X_3$ îi corespunde elementul 3, iar mintermului $\overline{X}_1\overline{X}_2\overline{X}_3$ elementul zero.

Deci cu ajutorul diagramei Veitch se pun în evidenţă toţi mintermii posibili pentru un număr dat de variabile.

În acest fel apare posibilitatea de a reprezenta orice funcţie logică, $F(X_1, \ldots, X_n)$ „însemnînd" căsuţele mintermilor ce fac parte din forma sa normal disjunctivă [1], [3].

În acest articol se propune realizarea unei matrice ale cărei conexiuni modelează diagrama Veitch.

Pentru aceasta se ataşează fiecărei căsuţe din diagrama Veitch, respectiv fiecărui minterm

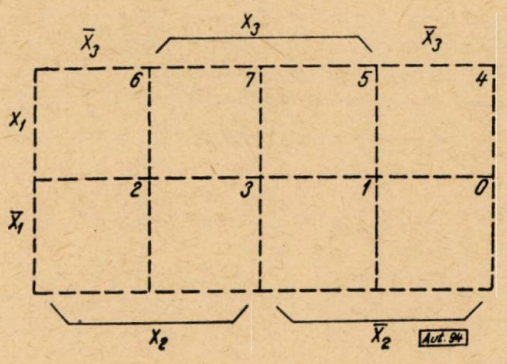



Fig. 1

$m_i$*, un element de circuit $Y_i$. Aceste elemente vor trebui să aibă cel puţin două stări distincte corespunzătoare căsuţelor „însemnate" sau nu.

* Numim minterm o conjuncţie ce conţine toate variabilele în formă directă sau negată.

După natura elementelor de circuit $Y_i$, matricea realizată va putea fi folosită fie pentru realizarea funcţiilor logice cu formă fixă, fie pentru realizarea schemelor cu funcţie logică variabilă.

## I. Realizarea funcţiilor logice cu formă fixă

După cum s-a arătat mai sus, fiecare căsuţă corespunde unui minterm $m_i$, de aceea pentru elementul de circuit $Y_i$ avem ecuaţia caracteristică sub formă conjunctivă:

$$Y_i = m_i; \quad i = 0,1,\ldots, 2^n - 1. \qquad (1)$$

Sub formă disjunctivă ecuaţia (1) devine:

$$Y_i = \overline{M}_{2^n-(i+1)}; \quad i = 0,1,\ldots, 2^n - 1, \qquad (2)$$

unde $M$ reprezintă maxtermul** numerotat în acelaşi mod. Ecuaţiile (1) sau (2) reprezintă ecuaţiile de selecţie în matrice, deoarece fac să corespundă elementului $Y_i$ mintermul $m_i$ apărut la intrările $X_1, \ldots, X_n$.

Pentru $n = 3$, ecuaţiile (1) şi (2) determină sistemele:

— în formă conjunctivă:

$$\begin{aligned} Y_0 &= m_0 = \overline{X}_1\overline{X}_2\overline{X}_3; & Y_4 &= m_4 = X_1\overline{X}_2\overline{X}_3; \\ Y_1 &= m_1 = \overline{X}_1\overline{X}_2X_3; & Y_5 &= m_5 = X_1\overline{X}_2X_3; \\ Y_2 &= m_2 = \overline{X}_1X_2\overline{X}_3; & Y_6 &= m_6 = X_1X_2X_3; \\ Y_3 &= m_3 = \overline{X}_1X_2X_3; & Y_7 &= m_7 = X_1X_2X_3; \end{aligned} \qquad (1')$$

— în formă disjunctivă:

$$\begin{aligned} Y_0 &= \overline{M}_7 = \overline{X_1 \cup X_2 \cup X_3}; & Y_4 &= \overline{M}_3 = \overline{\overline{X}_1 \cup X_2 \cup X_3}; \\ Y_1 &= \overline{M}_6 = \overline{X_1 \cup X_2 \cup \overline{X}_3}; & Y_5 &= \overline{M}_2 = \overline{\overline{X}_1 \cup X_2 \cup \overline{X}_3}; \\ Y_2 &= \overline{M}_5 = \overline{X_1 \cup \overline{X}_2 \cup X_3}; & Y_6 &= \overline{M}_1 = \overline{\overline{X}_1 \cup \overline{X}_2 \cup X_3}; \\ Y_3 &= \overline{M}_4 = \overline{X_1 \cup \overline{X}_2 \cup \overline{X}_3}; & Y_7 &= \overline{M}_0 = \overline{\overline{X}_1 \cup \overline{X}_2 \cup \overline{X}_3}. \end{aligned} \qquad (2')$$

Pentru un montaj în care elementul $Y_i$ este un miez de ferită cu ciclul de histerezis dreptunghiular (*CHD*) se alege sistemul (2'), deoarece numărul variabilelor pentru care se poate realiza disjuncţia pe un miez de ferită *CHD* este mai mare decît numărul variabilelor pentru care se poate realiza conjuncţia.

Schema de conexiuni pentru trei variabile este arătată în figura 2.

Prin conductorii notaţi la intrare cu $X_1$, $X_2$, $X_3$, $\overline{X}_1$, $\overline{X}_2$, $\overline{X}_3$ circulă un curent $I_1$ mai mare decît curentul de comutaţie $I_0$ al miezului. Sensul acestui curent este astfel ales încît menţine miezurile în starea 0. Se vede comparînd schema din figura 2 cu diagrama din figura 1

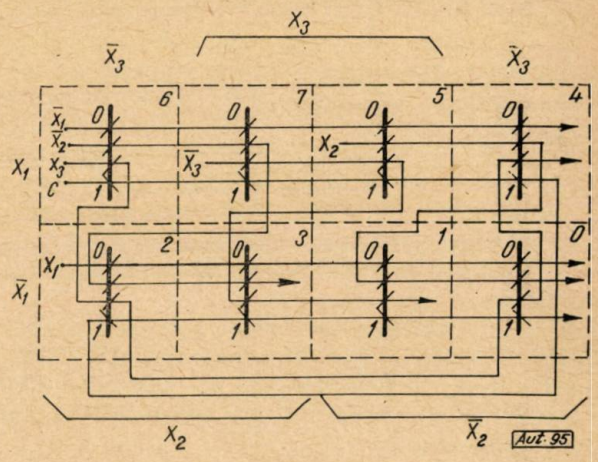



Fig. 2

că conductorul corespunzător unei variabile $X_i$ menţine în 0 domeniul variabilei complementare.

Dacă la fiecare tact prin conductorul notat cu $C$ va trece un impuls de curent $I_2$ care va îndeplini condiţia $I_1 \geqslant I_2 > I_0$, atunci singurul miez care va comuta spre 1 sub acţiunea curentului $I_2$ va fi miezul corespunzător mintermului $m_i$ apărut în intrările $X_1$, $X_2$, $X_3$, $\overline{X}_1$, $\overline{X}_2$, $\overline{X}_3$.

Conform schemei din figura 2 se observă că toate celelalte miezuri sînt menţinute în 0 de curentul ce va circula prin conductorii corespunzători variabilelor diferite de zero.

Pentru a obţine o funcţie logică $F(X_1,\ldots,X_n)$ trebuie realizată operaţia de disjuncţie asupra mintermilor săi. În cazul montajului cu miezuri de ferită *CHD*, pentru a realiza disjuncţia mintermilor ce aparţin funcţiei $F(X_1,\ldots,X_n)$ este suficient să trecem un conductor prin miezurile corespunzătoare acestor mintermi. De cîte ori unul din aceste miezuri va comuta spre 1, în acest conductor va apărea un semnal $Z$, care va îndeplini condiţia:

$$Z = F(X_1, \ldots, X_n). \qquad (3)$$

Fie, de exemplu, funcţia de trei variabile:

$$F = X_1 X_2 \overline{X}_3 \cup X_2 X_3. \qquad (4)$$

În forma normal disjunctivă, această funcţie devine:

$$F = X_1X_2\overline{X}_3 \cup X_1\overline{X}_2X_3 \cup \overline{X}_1\overline{X}_2X_3 \qquad (5)$$

sau:

$$F = m_6 \cup m_5 \cup m_1.$$

Pentru funcţia (4) se realizează schema din figura 3. În figura 3 nu au mai fost desenaţi conductorii corespunzători variabilelor şi im-

* Mintermii sînt numerotaţi după corespondenţa lor în sistemul binar, apoi în zecimal; astfel $X_1\,\overline{X}_2\,X_3$ corespunde în sistemul binar numărului 101, respectiv numărului 5 în sistemul zecimal, ocupînd în figura 1 căsuţa numărul 5.

** Numim maxterm o disjuncţie ce conţine toate variabilele în formă directă sau negată.

pulsului de tact $C$. Aceştia rămîn la fel ca în figura 2.

Pe o aceeaşi matrice se pot realiza mai multe funcţii logice, de fapt toate funcţiile posibile

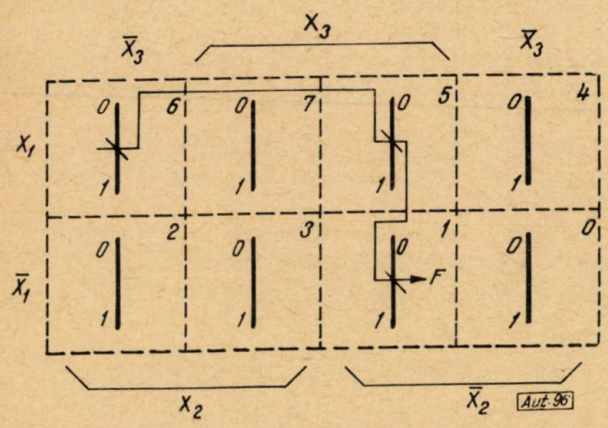



Fig. 3

cu numărul de variabile pentru care a fost construită matricea.

În figura 4 se arată o schemă ce realizează simultan funcţiile:

$$F_1 = X_1X_2\overline{X}_3 \cup \overline{X}_2X_3 = m_6 \cup m_5 \cup m_1; \quad (6)$$

$$F_2 = X_1X_2 \cup \overline{X}_1\overline{X}_2X_3 = m_1 \cup m_6 \cup m_7; \quad (7)$$

$$F_3 = X_1X_2X_3 \cup X\overline{X}_2 \cup \overline{X}_1X_2 = m_7 \cup m_5 \cup m_4 \cup m_3 \cup m_2. \quad (8)$$

Acest fel de a realiza schemele logice duce la crearea unor matrice standard, pe care cu un număr minim de operaţii să se obţină funcţiile logice dorite. În cazul seriilor mici de maşini complexe, această tehnologie ar fi avantajoasă, deoarece permite crearea funcţiilor logice oricît de complexe şi în număr mare cu un montaj

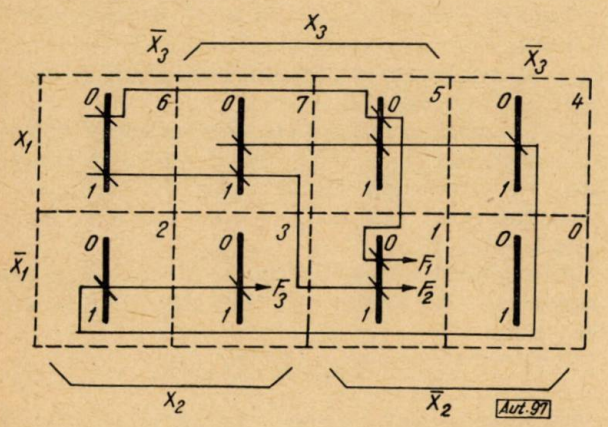



Fig. 4

standard. Această tehnologie ar simplifica şi proiectarea, deoarece elementul de montaj, matricea, este chiar modelul unei metode de simplificare la proiectarea circuitelor logice.

Se dă mai jos o aplicaţie imediată a acestui montaj pentru sistemul de selecţie a cuvintelor într-o memorie cu selecţie spaţială pe cuvînt.

În proiectarea memoriilor calculatoarelor digitale se pune problema realizării unui circuit cît mai simplu care să facă să corespundă cîte un cuvînt unei adrese apărute într-un registru. De regulă, registrul este binar şi deci este necesar să se facă să corespundă cîte un cuvînt fiecărui număr binar din registru.

Deoarece fiecare număr binar poate fi considerat ca un minterm, numind cu o variabilă $X_i$ fiecare rang de cifră a numărului binar, problema pusă se reduce de fapt la a face o selecţie spaţială după mintermi. Dar în matricea descrisă această selecţie se face tocmai ca urmare a principiului de funcţionare care face să corespundă un element $Y_i$ unui minterm $m_i$.

Deci este suficient să legăm fiecare element $Y_i$ cu cuvîntul corespunzător $P_i$ din memorie pentru a avea selecţia cuvintelor în memorie.

Schema pentru o matrice ce face selecţia într-o memorie de opt cuvinte este arătată

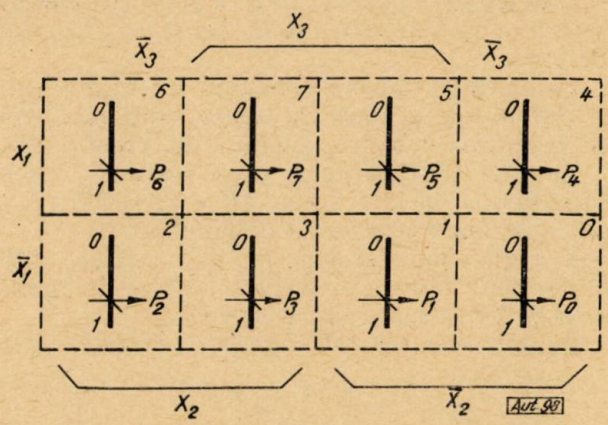



Fig. 5

în figura 5. Intrările $X_1$, $X_2$, $X_3$, $\overline{X}_1$, $\overline{X}_2$, $\overline{X}_3$ se leagă la ieşirile cifrelor de rang corespunzător din registru.

Se remarcă în această schemă că pentru selecţie este necesar un singur element de circuit pentru fiecare cuvînt, deci se obţine cea mai simplă schemă de selecţie univocă posibilă.

În prezent se folosesc, pentru selecţia în memorii, diverse scheme cu diode sau ferite, în care numărul de elemente este mult mai mare decît numărul de cuvinte din memorie [1].

## II. Realizarea structurilor cu funcţie logică variabilă

Sistemele cu funcţie logică variabilă fac parte din clasa mai mare a sistemelor cu structură variabilă. În ultimii ani aceste sisteme capătă o largă aplicare în sistemele cu autoinstruire şi adaptive [5], [6].

Deoarece o matrice cu o organizare cum este cea arătată mai sus poate reprezenta apriori

orice funcţie logică, este utilă aplicarea acestei matrice la realizarea schemelor cu structură logică variabilă.

Presupunem că variabilele $X_1, \ldots, X_n$ sînt evenimente externe funcţie de timp :

$$X_1(t), \ldots, X_n(t); \tag{9}$$

$X(t)$ sînt funcţii binare ; evenimentele $X_1, \ldots, X_n$ se caracterizează numai prin existenţă.

Deoarece :

$$m_i = m_i(X_1, \ldots, X_n), \tag{10}$$

conform (9) se obţine :

$$m_i = m_i(t). \tag{11}$$

Considerăm acum că se realizează matricea cu un element de montaj $Y_i$ cu ecuaţia caracteristică :

$$Y_i(t+1) = C(t)\, m_i(t) \cup Y_i(t). \tag{12}$$

Conexiunile după care se leagă elementul $Y_i$ în matrice sînt identice cu cele din figura 2, numai că elementul $Y$ este un element cu memorie, deoarece $Y_i(t+1) = \psi[Y_i(t)]$, iar trecerea spre 1 se face de către mintermul $m_i$ şi condiţia $C(t)$.

Semnalul $C(t)$ este similarul lui $C$ din paragraful anterior, însă nu apare la fiecare tact, ci este privit ca un semnal de condiţionare.

Ecuaţia (12) poate fi uşor realizată cu un transfluxor dacă se transformă $m_i$ în $\overline{M}_{2^n-(i+1)}$, adică se trece la o formă disjunctivă.

Selecţia elementelor $Y_i$ în matrice, după mintermul apărut la intrări, se face în acelaşi mod ca în paragraful precedent.

Pentru ecuaţia (12) condiţia iniţială este :

$$Y_i(0) = 0. \tag{13}$$

Conform ecuaţiilor (12) şi (13), un element $Y_i$ este la timpul $t+1$ în starea 1 numai şi numai dacă există o valoare pentru care s-au satisfăcut condiţiile :

$$0 < \tau \leqslant t;$$
$$C(\tau)\, m_i(\tau) = 1. \tag{14}$$

Prin urmare trec în starea 1 elementele $Y_i$ care au fost selecţionate concomitent cu semnalul $C(t)$. Aceste elemente corespund funcţiei :

$$\varphi = \bigcup_i C(\tau)\, m_i(\tau). \tag{15}$$

Înlocuind (12) şi (13) în (15) din tact în tact, se obţine :

$$\varphi = \bigcup_i Y_i(t). \tag{16}$$

Deci au fost trecute în 1 elementele $Y_i$ corespunzătoare mintermilor funcţiei $\varphi$.

Pînă aici a fost o primă etapă de funcţionare : matricea „a învăţat" prin intermediul semnalului de condiţionare $C(t)$, funcţia $\varphi$ memorînd mintermii ei.

Etapa a 2-a, de realizare a funcţiei învăţate : se obţine definind ieşirea $Q_i$ pe elementul $Y_i$ :

$$Q_i(t) = m_i(t)\, Y_i(t). \tag{17}$$

Ceea ce înseamnă că la ieşirea $Q_i$ apare semnal numai dacă elementul $Y_i$ corespunzător mintermului $m_i(t)$ existent la momentul $t$ la intrări a fost în prealabil trecut în starea 1 conform ecuaţiei (12).

Fizic, relaţia (17) se obţine prin trecerea unui conductor prin circuitul de ieşire al transfluxorului.

Pentru realizarea funcţiei $\varphi$ se presupune o ieşire unică $Z(t)$, definită :

$$Z(t) = \bigcup_i Q_i(t). \tag{18}$$

Înlocuind pe (17) în (18), se obţine :

$$Z(t) = \bigcup_i m_i(t)\, Y_i(t). \tag{19}$$

În (19) vor fi diferiţi de zero numai termenii pentru care $Y_i(t) \neq 0$, adică cei ce definesc funcţia $\varphi$. Deoarece conform principiului de selecţie se face să corespundă unui minterm $m_i$ un element de circuit $Y_i$, se obţine :

$$m_j(t)\, Y_i(t) \equiv 0; \quad i \neq j. \tag{20}$$

Ecuaţia (19) poate fi scrisă :

$$Z(t) = \varphi(t) \bigcup_i m_i(t). \tag{21}$$

La un moment dat, din toţi mintermii la intrare numai unul singur poate fi diferit de zero. Datorită acestui fapt se poate renunţa la indici şi la semnul de disjuncţie şi (21) devine :

$$Z(t) = m(t)\, \varphi(t). \tag{22}$$

Deci, la ieşirea $Z(t)$ se va realiza funcţia $\varphi(t)$, înregistrată conform ecuaţiei (12) pînă la momentul $t-1$.

Deoarece înregistrarea funcţiei $\varphi(t)$ este condiţionată conform relaţiei (15) de evenimentul $C(t)$, se vor înregistra numai mintermii ce există concomitent cu $C(t)$.

Dacă evenimentul $C(t)$ este generat tot de evenimentele $X_1, \ldots, X_n$, după un timp funcţia $\varphi(t)$ va aproxima funcţia de determinare a evenimentului $C(t)$ sau, cu alte cuvinte, cauza logică a lui $C(t)$.

Schimbarea structurii poate fi făcută şi prin „ştergere" de mintermi conform unei ecuaţii de tipul :

$$\overline{Y}_i(t+1) = C'(t)\, m_i(t). \tag{23}$$

În laboratorul nostru, pentru elementul $Y_i$ ce satisface ecuaţiile (12) şi (17) s-a folosit un circuit cu ferite şi transistoare. Schema acestui circuit este arătată în figura 6.

Montajul este format din două circuite ferită —transistor, $M_1$, $T_1$ şi $M_2$, $T_2$. Miezul $M_1$ face parte din o matrice de selecţie similară

cu cea din figura 2 prin intermediul conductorilor $X_1, \ldots, X_4$ şi $C$.

Iniţial, ambele miezuri sînt în starea 0. Cînd comutatorul $K$ este pe poziţia $I$ (înregistrare) şi în cadrul matricei de selecţie este selectat

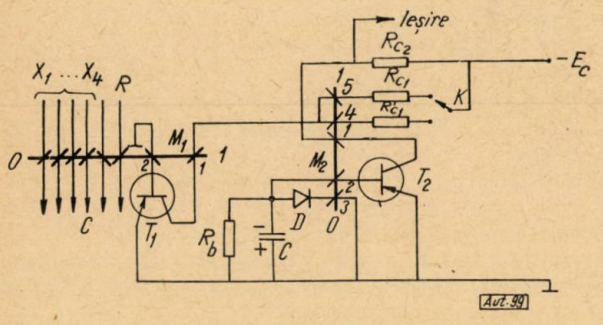



Fig. 6

miezul $M_1$, acesta începe să basculeze spre *1* şi circuitul $M_1$, $T_1$ se amorsează. Datorită acestui fapt, miezul $M_1$ este trecut în starea *1*, iar prin circuitul de colector al transistorului $T_1$ trece un impuls de curent care, prin înfăşurarea *4* a miezului $M_2$, amorsează circuitul $M_2$, $T_2$. Miezul $M_2$ trece astfel în starea *1* şi, datorită impulsului de curent prin circuitul de colector al transistorului $T_2$, apare o cădere de tensiune pe rezistenţa $R_{c2}$, tensiune care este considerată semnal de ieşire.

După fiecare tact de lucru, prin înfăşurarea $R$ a miezului $M_1$ trece un impuls ce readuce $M_1$ în 0, miezul $M_2$ rămînînd în starea *1*.

Aceasta a fost perioada de înregistrare a informaţiei.

Pentru folosirea acestei informaţii, adică realizarea funcţiei înregistrate, comutatorul $K$ trece pe poziţia $L$ (lucru). În această poziţie, dacă este selectat din nou miezul $M_1$, circuitul $M_1$, $T_1$ se amorsează, miezul $M_1$ trece spre *1*, iar curentul de colector al transistorului $T_1$ trece prin înfăşurarea *5* a miezului $M_2$ şi îl comută la 0.

În perioada de comutaţie spre 0 a miezului $M_2$ apare, în înfăşurarea *3*, o forţă electromotoare ce polarizează direct dioda $D$ şi încarcă condensatorul $C$ cu polaritatea indicată în figură. La terminarea comutării miezului $M_2$ spre 0, condensatorul $C$ rămîne încărcat şi polarizează direct baza transistorului $T_2$, ceea ce face ca circuitul $M_2$, $T_2$ să se amorseze, miezul $M_2$ să treacă din nou spre *1*, iar în circuitul de colector al transistorului $T_2$ să apară un semnal de ieşire. În acest fel informaţia este citită fără a fi distrusă.

În rezumat, circuitul funcţionează ca un trigger dinamic pe miezul $M_2$, iar miezul $M_1$ este folosit ca miez de selecţie. Comutatorul $K$ este de fapt un comutator electronic comandat. Valorile elementelor din montaj sînt: $T_1$, $T_2$ = $= EFT-308$; $M_1 M_2$ = miezuri de comutaţie de 4 mm diametru tip I.C.E.T.; $D = EFD-027$; $C = 5\text{n F}$; $R_b = 100\ \Omega$; $R_{c1}$ $R'_{c1} = 7{,}5\ \Omega$; $R_{c2} = 25\ \Omega$. Timpul unui ciclu de funcţionare este de 50 μs.

Pe lîngă 16 circuite ca cel descris mai sus, matricea mai conţine circuite formatoare de impulsuri, de întîrziere şi de comutare, necesare funcţionării corecte şi adaptării la blocurile învecinate.

O astfel de structură pentru patru variabile a fost folosită într-un sistem automat pentru obţinerea semnalelor de comandă în cazul depăşirii unor valori determinate ale anumitor parametri de funcţionare. Dispozitivul funcţionează astfel: la intrările $X_1, \ldots, X_4$ sînt aduse semnale ce indică depăşirea anumitor limite la obiectul supus reglării, iar la intrarea de condiţionare $C(t)$, un semnal de la dispozitivul de evaluare a performanţei.

Dacă pentru o anumită combinaţie a parametrilor de intrare performanţa evaluată este nesatisfăcătoare, această combinaţie este memorată şi pe viitor evitată, fără a mai fi necesară intervenţia dispozitivului de evaluare a performanţei, care poate fi cuplat numai în o primă perioadă de „educare".

În general, acest gen de structuri este aplicabil în sistemele cu algoritm de funcţionare, adaptabil în funcţie de criteriile de performanţă.

Folosind pentru realizarea ecuaţiilor (12) şi (17) transfluxoare, se pot realiza structuri pentru un număr mare de variabile.

Faţă de alte matrice folosite în sistemele cu învăţare [5], [6], această structură realizează direct funcţii logice condiţionate, nu legături condiţionate între cîte două evenimente. Această calitate este avantajoasă la integrarea lor în sisteme care au o structură logică complexă.

### III. Obţinerea unei funcţii de funcţii

Cu această structură de matrice se obţine comod funcţia negată conjuncţie şi disjuncţie a funcţiilor înregistrate, făcînd transferul între elementele corespunzătoare a două sau mai multe matrice prin intermediul unor circuite NU, respectiv ŞI sau SAU.

Interesant este faptul că aceste operaţii nu se fac asupra unor variabile, ci asupra unor structuri ce realizează o funcţie şi duc la schimbarea funcţiei realizate de aceste structuri.

### Concluzii

Din cele spuse mai sus se vede că dispozitivul propus are atît rolul de memorare a informaţiei asupra funcţiei ce trebuie realizată, cît şi de operare asupra variabilelor. În acest fel poate fi considerat ca o combinare între dispozitivul de memorare-programare şi dispozitivul logic al unui sistem de prelucrare a informaţiei.

Elementele de circuit $Y_i$ pot fi de orice natură; ceea ce este esenţial este modul de conectare a acestora.

Experimentarea a fost făcută pe o matrice de 256 de miezuri folosită ca circuit de selecţie pentru memorie şi pe o matrice cu 16 elemente ferită-transistor pentru obţinerea structurii logice variabile.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Montgomery, Ph. *Logical design of digital computers.* New York, Wiley, 1960.
[2] Moisil, Gr. *Teoria algebrică a schemelor cu contacte şi relee.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.
[3] Soubies-Camy. H. *Les techniques binaires et le traitement de l'information.* Paris, Dunod, 1961.
[4] Meyerhoff, A. *Digital applications of magnetic devices.* New York, Wiley, 1962.
[5] Kazmierczack, H., Steinbuch, K. *Adaptive systems in pattern recognition.* In: I.E.E.E. trans. on e.c., 12 dec 1963.
[6] Steinbuch, K., Piske, V. *Learning matrices and their applications.* In: I.E.E.E. trans. on e.c., 12 dec. 1963.
[7] Damsker, D. *Principii şi mijloace noi de automatizare a acţionărilor electrice.* Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1964.
[8] Costake, N., Lazăr, I. S. *Metodă de sinteză a circuitelor logice fără memorie.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1962.

Matematician D. DOBRESCU

# Asupra mărimii siguranţei în funcţionare a circuitelor SAU-EXCLUSIV, realizate cu elemente logice

1. În urma progreselor realizate în domeniul materialelor electrice cu caracteristici neliniare a luat un deosebit avînt tehnica circuitelor de comutaţie statică, care înlocuiesc circuitele cu relee cu contacte în instalaţiile de telemecanică şi în tehnica calculatoarelor electronice.

Tendinţa de înlocuire este generată de necesitatea ridicării siguranţei în funcţionare a sistemelor de automatizare. Totodată trebuie avut în vedere că elementele de comutaţie statică se pretează la tipizarea lor, astfel încît pot fi utilizate în scheme complexe.

2. Fie $A_1$, $A_2$ două elemente din mulţimea elementelor binare. Funcţia $A_1 \oplus A_2 = A_1\overline{A}_2 + \overline{A}_1 A_2$ este disjuncţia a două funcţii de interdicţie şi se numeşte SAU-EXCLUSIV sau funcţie de autocoincidenţă.

Funcţia SAU-EXCLUSIV poate fi realizată în diferite moduri, dintre care se disting două: sistemul ŞI-SAU-NU şi sistemul NICI.

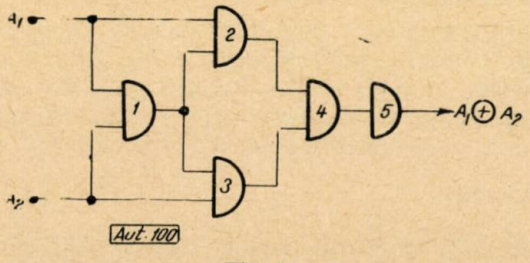



Fig. 1

În [1], [2] se indică diferite moduri de realizare a funcţiei SAU-EXCLUSIV. În figurile 1 şi 2 se indică realizarea funcţiei SAU-EXCLUSIV cu elemente NICI.

3. Se observă că schemele propuse în figurile 1 şi 2 au acelaşi număr de elemente NICI, deci acelaşi preţ de cost. Astfel, proiectantul unei instalaţii complexe care foloseşte aceste scheme

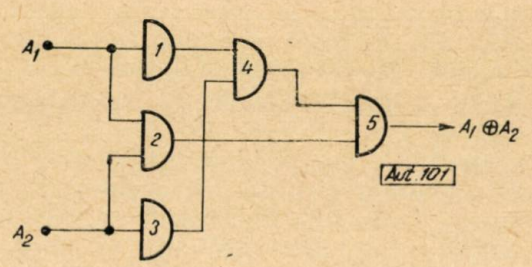



Fig. 2

este pus în faţa unei dileme: care trebuie aleasă? Este firesc ca proiectantul să o aleagă pe cea cu o siguranţă în funcţionare mai mare. De aceea, în cele ce urmează, se pune problema studierii siguranţei în funcţionare a schemelor din figurile 1 şi 2, realizate cu elemente NICI, în final generalizînd rezultatele obţinute pentru scheme realizate cu elemente logice.

Fie $f(t)$ densitatea de probabilitate a apariţiei defecţiunilor pentru un element NICI.

Din [3] se ştie că probabilitatea ca un element să iasă din funcţiune (să nu dea la ieşire vreun semnal) la momentul $t (t = 0$ fiind momentul de timp la care începe observaţia asupra funcţionării elementului) este:

$$\eta(t) = \int_0^t f(x)\,dx;$$

$$\eta(t) \neq 0 \text{ dacă } t \neq 0; \qquad (1)$$

iar probabilitatea ca elementul să nu funcţioneze la momentul $t$ este $1-\eta(t)$.

Fie schema din figura 1. Pentru început se va calcula probabilitatea ca schema să funcţioneze dacă NICI 2 nu funcţionează şi NICI 1,3—5 funcţionează. Dacă NICI 2 nu funcţionează şi celelalte funcţionează, atunci la ieşire în locul semnalului $A_1 \oplus A_2$ se va obţine semnalul $A_1\overline{A}_2$.

*Tabela 1*

| $A_1$ | $A_2$ | $A_1 \oplus A_2$ | $A_1\overline{A}_2$ | $A_1 + A_2$ |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Din studiul tabelei 1 rezultă că probabilitatea ca schema să funcţioneze, dacă NICI 2 nu funcţionează şi NICI 1,3—5 funcţionează, este 3/4.

În baza formulei probabilităţii totale [4]*, aplicată pentru $i = 2$, rezultă că probabilitatea ca schema din figura 1 să funcţioneze la momentul $t$, probabilitate pe care o notăm cu $P_s^1(t)$, este egală cu probabilitatea ca la momentul $t$ schema să funcţioneze dacă NICI 2 nu funcţionează la momentul $t$ şi NICI 1,3—5 funcţionează la momentul $t$, înmulţită cu probabilitatea ca la momentul $t$ NICI 2 să nu funcţioneze şi NICI 1,3—5 să funcţioneze la momentul $t$, la care se adaugă produsul dintre probabilitatea ca la momentul $t$ schema să funcţioneze dacă la momentul $t$ NICI 1—5 funcţionează şi probabilitatea ca la momentul $t$ NICI 1—5 să funcţioneze, adică:

$$P_s^1(t) = \frac{3}{4}\eta(t)[1-\eta(t)]^4 + [1-\eta(t)]^5 = \\ = \frac{1}{4}[1-\eta(t)]^4\,[4-\eta(t)], \qquad (2)$$

deoarece probabilitatea ca, la momentul $t$, schema să funcţioneze dacă la momentul $t$ NICI 1—5 funcţionează este evident 1, iar probabilitatea ca un NICI să nu funcţioneze la momentul $t$ este $\eta(t)$ (relaţia (1)).

Fie schema din figura 2. Să presupunem că NICI 4 nu funcţionează şi NICI 2,5 funcţionează. Atunci la ieşire în loc de semnalul $A_1 \oplus A_2$ se va obţine semnalul $A_1 + A_2$ (tabela 1). Din studiul tabelei 1 rezultă că probabilitatea ca schema să funcţioneze, dacă NICI 4 nu funcţionează şi NICI 2,5 funcţionează, este 3/4.

Pe de altă parte, probabilitatea ca schema să funcţioneze dacă NICI 2, 4, 5, funcţionează este egală cu 1, deoarece evenimentul ca NICI 2, 4, 5, să funcţioneze este conţinut în evenimentul ca schema să funcţioneze ( [4] — capitolul probabilităţii condiţionate).

Aplicînd ca mai sus formula probabilităţii totale, se obţine că probabilitatea ca schema din figura 2 să funcţioneze la momentul $t$, probabilitate notată cu $P_s^2(t)$, este:

$$P_s^2(t) = \frac{4}{3}\eta(t)[1-\eta(t)]^2 + [1-\eta(t)]^3 = \\ = \frac{1}{4}[1-\eta(t)]^2\,[4-\eta(t)]. \qquad (3)$$

Din relaţiile (2), (3) se obţine:

$$P_s^1(t) < P_s^2(t); \qquad 0 < t < \infty, \qquad (4)$$

deoarece:

$$0 < \eta(t) < 1; \qquad 0 < t < \infty;$$
$$[1-\eta(t)]^2 < 1; \qquad 0 < t < \infty.$$

Relaţia (4) arată că schema din figura 2 are o siguranţă în funcţionare mai mare decît schema din figura 1 şi deci proiectantul va trebui să aleagă schema din figura 2 pentru a realiza funcţia SAU-EXCLUSIV.

4. Pe baza celor arătate la paragraful 3 este indicat ca schema din figura 2 să fie utilizată în schemele de automatizare, mai precis în schemele de adunare a numerelor binare.

Fie $a_1^n$ şi $a_2^n$ două cifre binare de acelaşi rang din două numere binare. Fie $S_n$ suma acestor două cifre, atunci $S_n$ se obţine din relaţia:

$$S_n = c_n \oplus r_{n-1}, \qquad (5)$$

unde:

$$c_n = a_1^n \oplus a_2^n \qquad (6)$$

şi $r_{n-1}$ este transportul din rangul inferior.

Pe baza relaţiilor (5) şi (6), în figura 3 s-a indicat schema de adunare a două cifre binare

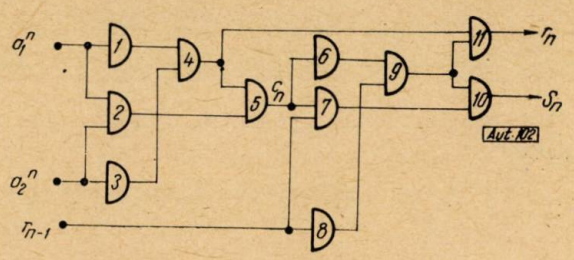



Fig. 3

de acelaşi rang, unde s-a folosit pentru funcţia SAU-EXCLUSIV schema din figura 2.

Schema din figura 3 are avantajul că, pe lîngă o siguranţă în funcţionare mare, permite să se obţină la ieşire şi transportul de rang supe-

* Formula probabilităţii totale afirmă: dacă $(E_i)_{i\in I}$ este o mulţime numărabilă de evenimente două cîte două incompatibile cu proprietatea $P(E_i) \neq 0$ oricare ar fi $i \in I$ ($P(E_i)$ — probabilitatea evenimentului $E_i$), atunci:

$$P(E) = \sum_{i\in I} P(E_i)\; P(E \mid E_i)$$

($P(E \mid E_i)$ — probabilitatea evenimentului $E$ condiţionată de realizarea evenimentului $E_i$).

rior şi deci poate fi folosită, prin generalizare, cu succes la proiectarea calculatoarelor electronice sau a unor instalaţii de automatizare.

Procedînd ca mai sus, se găseşte că probabilitatea ca schema din figura 3 să funcţioneze la momentul $t$, probabilitate notată cu $P_s(t)$, este :

$$P_s(t) = \frac{3}{8}[\eta(t)]^2[1-\eta(t)]^4 + [1-\eta(t)]^6 =$$

$$= \frac{3}{8}[1-\eta(t)]^2[11(\eta(t)]^2 - 16\eta(t) + 8]. \quad (7)$$

5. În cele ce urmează se vor generaliza rezultatele din paragrafele 3 şi 4 pentru o schemă realizată cu elemente logice, în cazul în care intensitatea de defectare a elementelor este constantă şi egală cu $1-p = \overline{p}$.

Fie o schemă compusă din $m$ elemente de acelaşi tip ; fie $A$ evenimentul aleator care se realizează cînd schema funcţionează şi $P(A) = h(p)$ ; fie $N$ evenimentul aleator care constă în faptul că un element fixat funcţionează, iar $\overline{N}$ este evenimentul contrar.

Se notează :

$$P(A \mid N) = f(p); \quad (8)$$
$$P(A \overline{N}) = g(p);$$

atunci după formula probabilităţii totale avem :

$$P(A) = P(A \mid N)\,P(N) + P(A \mid \overline{N})\,P(\overline{N}) \quad (9)$$

şi deci :

$$h(p) = pf(p) + (1-p)\,g(p). \quad (10)$$

Este logic ca :

$$g(p) \leqslant f(p).$$

Se notează cu $1,2 \ldots m$ elementele ce funcţionează şi cu $\overline{1},\overline{2} \ldots \overline{m}$ elementele ce nu funcţionează ; atunci aplicînd relaţia (10) pentru elementul 1, se obţine :

$$h(p) = pf_1(p) + \overline{p}f_{\overline{1}}(p), \quad (11)$$

unde :

$$f_1(p) = pf_{12}(p) + \overline{p}f_{1\overline{2}}(p); \quad (12)$$

$$f_{\overline{1}}(p) = pf_{\overline{1}2}(p) + \overline{p}f_{\overline{1}\overline{2}}(p). \quad (13)$$

Din relaţiile (12), (13), în relaţia (11) se obţine :

$$h(p) = p^2 f_{12}(p) + p\overline{p}[f_{\overline{1}2}(p) + f_{1\overline{2}}(p)] + \overline{p}^2 f_{\overline{1}\overline{2}}(p), \quad (14)$$

unde :

$$\left.\begin{aligned} f_{12}(p) &= p\,f_{123}(p) + \overline{p}f_{12\overline{3}}(p) \\ f_{\overline{1}2}(p) &= p\,f_{\overline{1}23}(p) + \overline{p}f_{\overline{1}2\overline{3}}(p) \\ f_{1\overline{2}}(p) &= p\,f_{1\overline{2}3}(p) + \overline{p}f_{1\overline{2}\overline{3}}(p) \\ f_{\overline{1}\overline{2}}(p) &= p\,f_{\overline{1}\overline{2}3}(p) + \overline{p}f_{\overline{1}\overline{2}\overline{3}}(p). \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

Dar înlocuind relaţia (15) în relaţia (14) se obţine :

$$h(p) = p^3 f_{123}(p) + p^2\overline{p}\,[f_{\overline{1}23}(p) + f_{1\overline{2}3}(p)] + f_{12\overline{3}}(p)] + p\,\overline{p}^2\,[f_{\overline{1}\overline{2}3}(p) + f_{1\overline{2}\overline{3}}(p) + f_{\overline{1}2\overline{3}}(p)] + \overline{p}^3 f_{\overline{1}\overline{2}\overline{3}}(p). \quad (16)$$

Prin inducţie, din relaţia (16) se obţine :

$$h(p) = \sum_{n=0}^{m}\left\{p^n\,\overline{p}^{m-n} \sum_{\{123\ldots n,\ \overline{n+1}\ldots\overline{m-1},\overline{m}\}} f_{123\ldots n\,\overline{n+1}\ldots\overline{m-1}\,\overline{m}}(p)\right\}, \quad (17)$$

unde $f$ este probabilitatea ca schema să funcţioneze ştiind că elementele $1,2 \ldots n$ funcţionează, iar următoarele nu funcţionează.

6. Se va particulariza relaţia (17) în cazul schemelor din figurile 1 şi 2 şi se va demonstra că relaţia (4) se păstrează, adică va fi confirmată afirmaţia că schema din figura 2 este o schemă cu siguranţă în funcţionare mărită pentru funcţia SAU-EXCLUSIV. Pentru aceasta se va calcula $f_{123\ldots n\,\overline{n+1}\ldots\overline{m-1}\,m}(p)$, $(m = 5)$.

În tabela 2 se indică toate posibilităţile care pot apărea la ieşire în cazul în care unul sau mai multe elemente NICI ale schemelor din figurile 1 şi 2 se defectează.

*Tabela 2*

| $A_1$ | $A_2$ | $A_1 \oplus A_2$ | $A_1\overline{A_2}$ | $\overline{A_1}A_2$ | $A_1 + A_2$ | $\overline{A_1} + \overline{A_2}$ | $\overline{A_2}$ | $\overline{A_1}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |

Fie schema din figura 1. Din tabela 2 se observă că toate probabilităţile condiţionate $f$ din suma dată de relaţia (17) au valoarea 1/2, exceptînd pe : $f_{12345}(p) = 1$ ; $f_{\overline{1}2345}(p) = f_{1\overline{2}345}(p) = f_{12\overline{3}45}(p) = \frac{3}{4}$.

Din relaţia (17) rezultă că probabilitatea ca schema din figura 1 să funcţioneze, adică $P_s^1$, este :

$$P_s^1 = p^5 + \frac{13}{4}p^4\overline{p} + \frac{20}{4}p^3\overline{p}^2 + \frac{20}{4}p^2\overline{p}^3 + \frac{10}{4}p\overline{p}^4 + \frac{1}{2}\overline{p}^5. \quad (18)$$

De unde, ţinînd seamă că $\overline{p} = 1-p$, se obţine :

$$P_s^1 = -\frac{1}{4}p^5 + \frac{3}{4}p^4 + \frac{1}{2}. \quad (19)$$

Fie schema din figura 2. Pe baza tabelei 2 se observă că toate probabilităţile condiţionate $f$

din suma dată de relaţia (17) au valoarea 1/2, exceptînd pe : $f_{12345}(p) = 1$ ; $f_{\bar{1}2345}(p) = f_{1\bar{2}345}(p) = f_{12\bar{3}45}(p) = f_{123\bar{4}5}(p) = f_{1234\bar{5}}(p) = f_{\bar{1}\bar{2}345}(p) = f_{\bar{1}23\bar{4}5}(p) = f_{\bar{1}234\bar{5}}(p) = f_{12\bar{3}\bar{4}5}(p) = f_{12\bar{3}45}(p) = f_{123\bar{4}\bar{5}}(p) = \frac{3}{4}$.

Din relaţia (17) rezultă că probabilitatea ca schema din figura 2 să nu funcţioneze, adică $P_s^2$, este :

$$P_s^2 = p^5 + \frac{14}{4} p^4 \bar{p} + \frac{22}{4} p^3 \bar{p}^2 + \frac{21}{4} p^2 \bar{p}^3 + \frac{10}{4} p \bar{p}^4 + \frac{1}{2} \bar{p}^5, \quad (20)$$

de unde, ţinînd seamă că $\bar{p} = 1 - p$, se obţine:

$$P_s^2 = \frac{1}{4} p^5 + \frac{3}{4} p^4 - \frac{1}{4} p^3 + \frac{1}{4} p^2 + \frac{1}{2}. \quad (21)$$

Din relaţiile (19) şi (21) rezultă că :

$$P_s^2 - P_s^1 = \frac{p^2}{4}(1 - p) > 0,$$

deoarece $0 \leqslant p < 1$ ; adică afirmaţia făcută la începutul paragrafului este demonstrată.

7. În concluzie, relaţia (17) oferă posibilitatea calculării probabilităţii de funcţionare a oricărei scheme logice compuse din $m$ elemente de acelaşi tip.

De semnalat că, în suma din relaţia (17), probabilităţile condiţionate $f$ sînt în număr de $2^m$.

Se observă că metoda propusă are avantajul că este foarte exactă, în acelaşi timp ea cerînd un volum mare de calcule.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Simbotin, C., Tanasiciuc, Cl. *Comutaţia statică în automatică şi telemecanică.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[2] Prospect PANELLIT – MINILOG.

[3] Cătuneanu, M. V. *Bazele teoretice ale siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice.* În : Telecomunicaţii, nr. 7, 8, oct–nov 1964, p. 289–300 şi 327–333.

[4] Onicescu, O., Mihoc, Gh., Ionescu-Tulcea, T. C. *Calculul probabilităţilor şi aplicaţii.* Bucureşti, Ed. Acad. R. P. R., 1956.


---

Ing. D. POENARU şi dr. ing. N. VÎLCOV

# Spectrometru $\alpha$ pentru surse de mică intensitate

În ultimii ani detectoarele de radiaţii nucleare cu dispozitive semiconductoare (*DS*) au căpătat o largă răspîndire în experienţele de fizică nucleară, permiţînd să se realizeze spectrometre de particule încărcate cu mare putere de rezoluţie. Acest fapt se datorează în primul rînd valorii mici a dispersiei energetice date de statistica formării impulsului de sarcină electrică în corpul solid iradiat.

Dar detectorul este un traductor radiaţie-semnal electric şi o parte importantă a instalaţiei spectrometrice este constituită din aparatura electronică asociată. Dată fiind valoarea mică a semnalului electric obţinut de la detector, această aparatură trebuie să asigure un raport semnal/zgomot suficient de bun pentru a nu înrăutăţi rezoluţia globală a sistemului. De asemenea, în cazul măsurării unor activităţi slabe este foarte important să se obţină un „fond" de impulsuri electrice parazite cît mai scăzut.

Pentru etalonarea şi măsurarea rezoluţiei energetice a spectrometrului, precum şi a grosimii regiunii de sarcină spaţială a *DS*, se utilizează un generator de impulsuri cu front rapid şi cădere exponenţială lentă avînd mare stabilitate a amplitudinilor.

În această lucrare se prezintă un spectrometru realizat la ciclotronul I. F. A., utilizat pentru măsurarea activităţilor $\alpha$ întîlnite în studiu printr-o metodă de recul al reacţiilor nucleare provocate de particulele încărcate pe nuclee transuraniene.

## 1. Principii de funcţionare a spectrometrului

Pătrunzînd în regiunea de sarcină spaţială a unei joncţiuni $P^+N$ polarizată invers care

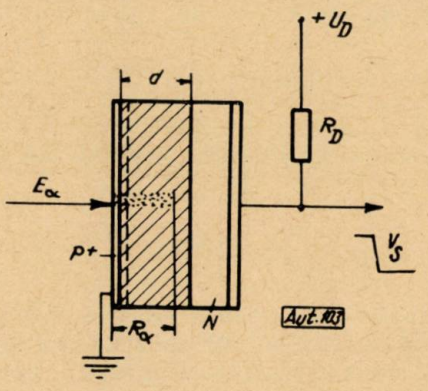



Fig. 1. Secţiune prin *DS* ; regiunea de sarcină spaţială este haşurată.

constituie *DS* (fig. 1), o particulă nucleară de energie $E$ creează un număr de perechi electron-

-gol $N$ :

$$N = \frac{E}{\in} \tag{1}$$

şi deci separă o sarcină electrică globală $Q$ :

$$Q = Ne = \frac{e}{\in} E, \tag{2}$$

unde $\in$ este energia medie necesară producerii unei perechi electron-gol; $\in$ — 3,5 eV/per. în cazul siliciului; $e$ — sarcina electronului, $1{,}59.10^{-19}$C.

În cîmpul intens existent în regiunea de sarcină spaţială, această sarcină este colectată într-un timp de ordinul unităţilor de nanosecunde [2] şi produce la intrarea preamplificatorului un impuls de tensiune de amplitudine :

$$V_s = \frac{Q}{C_D + C_A}, \tag{3}$$

unde $C_D$ este capacitatea joncţiunii, iar $C_A$ — capacitatea de intrare a preamplificatorului (fig. 2).

Capacitatea detectorului depinde de tensiunea aplicată ($U_D$), rezistivitatea materialului de

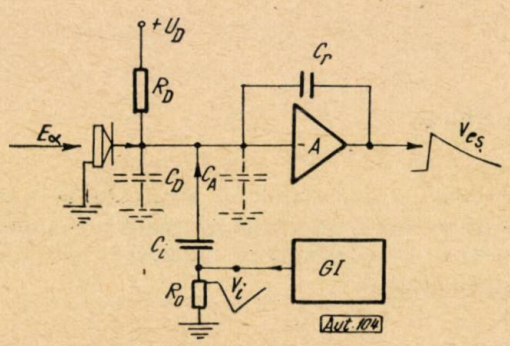



Fig. 2. Schema principială de conectare a $DS$ la intrarea preamplificatorului sensibil la sarcină.

bază ($\rho_N$) şi suprafaţa $DS$ [3], putînd fi calculată pentru dioda $P^+N$ [4] de siliciu cu relaţia :

$$\frac{C_D}{S} = C_D\,[\mathrm{pF/cm^2}] \simeq \frac{18\,000}{\sqrt{\rho[\Omega\mathrm{cm}] \cdot U_D[V]}}. \tag{4}$$

Se observă că grosimea regiunii de sarcină spaţială :

$$d = \frac{\varepsilon}{C_D}, \tag{5}$$

care se poate lua pentru calcule informative [4] ca fiind în cazul joncţiunii $P^+N$ sau al detectorului cu strat barieră la suprafaţă [5] pe siliciu de tip $N$ :

$$d[\mu] \simeq 0{,}5\sqrt{\rho[\Omega\mathrm{cm}] \cdot U_D[\mathrm{V}]}, \tag{6}$$

poate fi variată comod modificînd pe $U_D$. Pentru colectare eficientă a sarcinii $Q$, parcursul particulelor $R_\alpha$ trebuie să se încadreze în grosimea regiunii de sarcină spaţială $d$, adică $R_\alpha \leqslant d$.

În figura 3 se dă relaţia parcurs-energie pentru particule $\alpha$ în siliciu [6] (curba plină) şi,

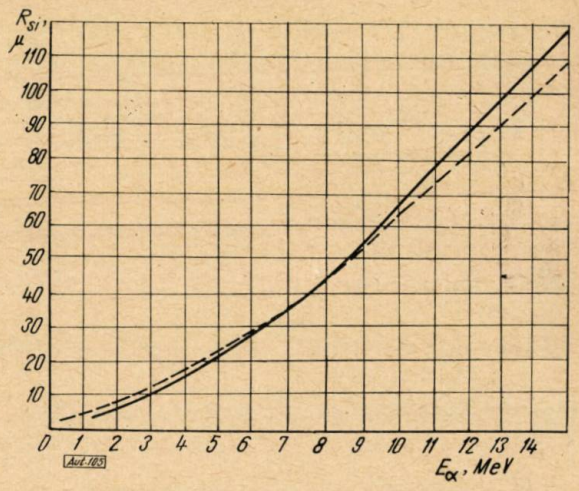



Fig. 3. Relaţia parcurs-energie pentru particule $\alpha$ în siliciu; curba plină după [6]; curba întreruptă calculată [7] cu relaţia (7).

pentru comparaţie, curba calculată cu relaţia empirică [7] :

$$R_{Si}[\mu] = 2{,}13\,E_\alpha^{1{,}45}[\mathrm{MeV}] + 2{,}2. \tag{7}$$

Din relaţia (4) se vede că $C_D$ variază o dată cu modificarea accidentală sau voită a tensiunii de polarizare $U_D$ şi, la aceeaşi tensiune, se modifică de la detector la detector (în funcţie de rezistivitatea materialului din care este confecţionat sau de suprafaţa $s$ a $DS$).

Pentru a obţine la un spectrometru dat o etalonare independentă de $C_D$, se utilizează un preamplificator sensibil la sarcină [8], care, după cum se vede în figura 2, este un integrator avînd o capacitate dinamică :

$$C_A = (1 + A)\,C_r. \tag{8}$$

Raportul $A_q$ dintre amplitudinea tensiunii de ieşire $V_{eş}$ şi sarcina aplicată la intrare $Q$, numit sensibilitate, este :

$$A_q = \frac{V_{eş}}{Q} = \frac{A}{C_D + (1 + A)\,C_r}. \tag{9}$$

Pentru un preamplificator anumit ($A$ şi $C_r$ date), pe baza relaţiei dintre $V_{eş}$ şi $C_D$ se poate măsura o capacitate oarecare conectată la intrare. Pentru o capacitate dinamică suficient de mare faţă de $C_A = (1 + A)C_r \gg C_D$ rezultă o sensibilitate independentă de valoare $C_D$ şi neinfluenţată de instabilitatea amplificării pe bucla de reacţie $A$ :

$$A_q = \frac{1}{C_r}. \tag{10}$$

Ţinînd seamă de relaţia (2), din (10) rezultă :

$$V_{eş} = \frac{Q}{C_r} = \frac{e}{\epsilon} \cdot \frac{E}{C_r}; \qquad (11)$$

$$V_{eş}\,[\text{mV}] = \frac{45{,}5 \cdot E\,[\text{MeV}]}{C_r\,[pF]}. \qquad (11')$$

În acest mod, preamplificatorul sensibil la sarcină transformă liniar energia particulei în amplitudine de impuls. În cazul *DS* din siliciu, pentru valori uzuale ale capacităţii $C_r (1 \div 20 pF)$ se obţin sensibilităţile date în tabela 1 în unităţi practice (mV/MeV).

*Tabela 1*

**Sensibilitatea preamplificatoarelor sensibile la sarcină funcţie de capacitatea de reacţie ($\epsilon$ = 3,5 eV/per.)**

| $C_r$, pF | 1 | 2 | 5 | 10 | 15 | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $\frac{V_{eş}}{E}$, mV/MeV | 45,5 | 22,7 | 9,1 | 4,5 | 3 | 2,3 |

Dacă un generator de impulsuri *GI* injectează, la intrarea preamplificatorului sensibil la sarcină (fig. 2), impulsuri de amplitudinea $V_i$ şi front mai scurt decît frontul caracteristicii tranzitorii a preamplificatorului, printr-o capacitate de valoare mică $C_i$ ($\sim$1 pF), sarcina echivalentă aplicată la intrare [8] este :

$$Q = V_i C_i \qquad (12)$$

şi rezultă la ieşirea preamplificatorului un impuls cu amplitudinea :

$$V_{eş} = V_i \frac{C_i}{C_r}. \qquad (13)$$

Din relaţiile (11) şi (13) rezultă că, pentru o capacitate $C_i$ dată, amplitudinea impulsurilor generatorului poate fi etalonată direct în unităţi de energie în cazul unui detector confecţionat dintr-un material dat. Pentru siliciu se obţine :

$$V_i\,[\text{mV}] = \frac{45{,}5 \cdot E\,[\text{MeV}]}{C_i\,[pF]}. \qquad (14)$$

Generatorul de impulsuri poate fi utilizat şi pentru măsurarea rezoluţiei energetice a sistemului dacă amplitudinea sa are stabilitate suficient de bună. Într-adevăr rezoluţia energetică este definită de obicei sub forma lăţimii la semiînălţime LSI (fig. 4) a gaussienei corespunzătoare aplicării la intrare spectrometrului a unor particule monoenergetice. Relaţia care leagă LSI de valoarea eficace a zgomotului este :

$$\Delta E = 2{,}36\, E_{ef}. \qquad (15)$$

Pentru a măsura rezoluţia sistemului va fi suficient deci să se aplice, la intrarea preamplificatorului, impulsuri de amplitudine $V_i$ corespunzătoare unei energii cunoscute $E_0$ şi să se ridice, cu un analizor multicanal, spectrul

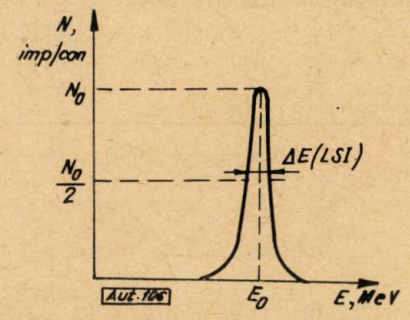



Fig. 4. Dispersia energetică dată de spectrometru ; $E_0$ — energia particulelor $\alpha$.

amplitudinilor la ieşire. Cunoaşterea energiei $E_0$ permite să se calibreze canalele analizorului, astfel că se obţine dispersia energetică direct în unităţi de energie. LSI care determină rezoluţia este dată de relaţia :

$$\Delta E^2 = \Delta E_{int}^2 + \Delta E_{det}^2 + \Delta E_{amp}^2 = \Delta E_{int}^2 + \Delta E_{el}^2, \qquad (16)$$

unde :

$\Delta E_{int}$ este dispersia energetică intrinsecă dată de statistica formării perechilor electron-gol ;

$\Delta E_{det}$ — dispersia datorită zgomotului detectorului ;

$\Delta E_{amp}$ — dispersia datorită zgomotului preamplificatorului, şi au expresiile :

$$\Delta E_{int} \leqslant 2{,}36 \sqrt{E_0\, \epsilon} \qquad (17)$$

şi

$$\Delta E_{el} = 2{,}36 \frac{\epsilon}{e} V_{zg} \cdot C_t; \qquad (18)$$

iar în cazul optimizării sistemului care utilizează un preamplificator cu tuburi electronice [4] :

$$(V_{zg}\, C_t)_{min} = \sqrt{C_t} \cdot \sqrt[4]{\frac{1{,}25\, k\, Te\, (I_d + I_g)}{S}}, \qquad (19)$$

unde :

$$C_t = C_D + C_r + C_p;$$

$C_p$ — capacităţi parazite la intrarea preamplificatorului, inclusiv capacitatea de intrare în tub ;

$I_d$ — curentul invers al detectorului ;

$I_g$ şi $S$ — curentul de grilă şi panta primului tub al preamplificatorului.

Se observă din relaţia (19) că „factorul de merit" al ansamblului detector-tub amplificator este :

$$\frac{S}{(I_g + I_d)\, C_t^2}.$$

## 2. Schema-bloc a spectrometrului

În figura 5 se dă schema-bloc a spectrometrului utilizat. Sursa de particule $\alpha$ *2* şi *DS 1* se introduc într-o cameră vidată (40 × 35 în interior) *3*, deoarece aerul are o putere de stopare mare pentru particule $\alpha$ (parcursul particulelor $\alpha$ de 5 MeV în aer, la presiune normală, este de

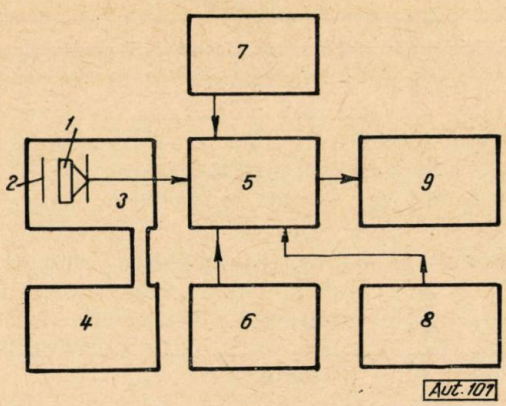



Fig. 5. Schema-bloc a spectrometrului :
*1* — *DS* ; *2* — sursă $\alpha$ ; *3* — camera detectorului ; *4* — pompă de vid preliminar ; *5* — preamplificator ; *6* — sursă de IT pentru *DS* ; *7* — generator de impulsuri ; *8* — sursă de IT pentru preamplificator ; *9* — analizor multicanal de amplitudini.

3,5 cm [1]. *DS* este conectat la intrarea preamplificatorului sensibil la sarcină printr-un cablu coaxial scurt (~ 200 mm), care serveşte atît pentru aplicarea tensiunii sale de polarizare reglabile date de o sursă de IT *6*, cît şi pentru transmiterea semnalului. Preamplificatorul se alimentează de la o sursă stabilizată de IT *8* cu brum mic (~ 5 mV vîrf la vîrf). Pentru etalonare şi măsurări de zgomot ale sistemului şi capacitate a detectorului se utilizează generatorul de impulsuri *7*. În sfîrşit, impulsurile de la preamplificator sînt trimise, printr-un cablu coaxial, la analizorul multicanal de amplitudine *9*.

## 3. Preamplificatorul sensibil la sarcină şi performanţele spectrometrului

Montajul din figura 6 este o cascodă cu sarcină „bootstrap" [9] echipată la intrare cu tubul 6C3π în regim cu „grilă flotantă". Utilizarea acestui tip de montaj permite să se realizeze amplificări pe buclă relativ mari (necesare obţinerii unor capacităţi dinamice mari) într-un regim de funcţionare stabil. Se ştie că creşterea numărului etajelor de amplificare cuprinse de reacţie globală negativă nu este o metodă convenabilă de creştere a amplificării pe buclă, deoarece duce uşor la instabilităţi datorită defazajelor mari introduse de fiecare etaj la frecvenţe înalte.

Sensibilitatea la sarcină a preamplificatorului este de 9 mV/MeV, avînd $C_r = 5$ pF.

S-a obţinut o amplificare pe buclă $A \simeq 300$ şi o capacitate dinamică $C_A \simeq 1\,500$ pF.

Variaţia rezoluţiei energetice cu mărimea capacităţii conectate la intrarea preamplificatorului este arătată în figura 7. Pentru o capacitate exterioară nulă, rezoluţia energetică (LSI)

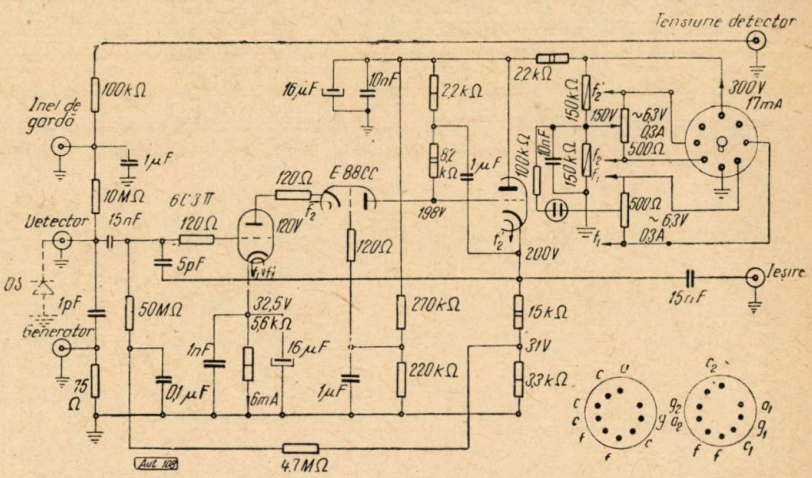



Fig. 6. Schema de principiu a preamplificatorului sensibil la sarcină.

este $\Delta E < 7$ keV cînd preamplificatorul este alimentat de la o sursă stabilizată de 300 V cu brum < 2 mV (vîrf la vîrf) şi cînd filamentele tuburilor sînt alimentate în c.a.

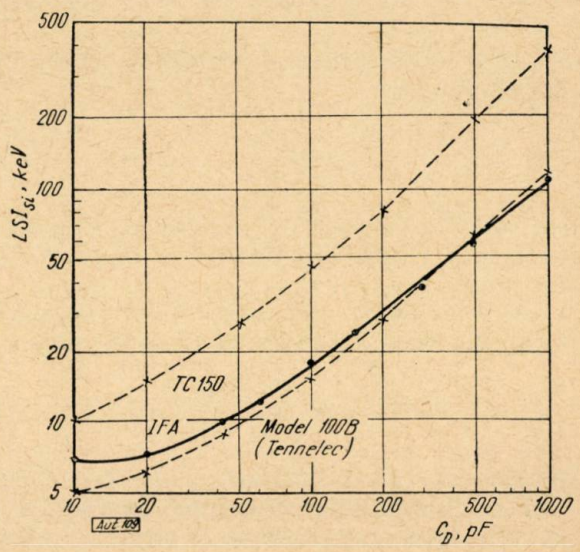



Fig. 7. Variaţia rezoluţiei energetice cu capacitatea conectată la intrarea preamplificatorului.

Această rezoluţie este pasibilă de îmbunătăţiri prin utilizarea unor circuite de formare potrivit alese şi prin alimentarea filamentelor tuburilor în c.c.

Zgomotul preamplificatorului nostru este comparabil cu al unor preamplificatoare sensibile la sarcină similare construite de către firme cunoscute, ca de exemplu preamplificatorul tip „TC 150" produs de firma americană „Tennelec", care are un zgomot de 10 keV pentru $C_D = 10$ pF şi 387 keV pentru $C_L = 1\,000$ pF faţă de 7 şi respectiv 110 keV în cazul nostru.

Cînd la intrare se conectează un detector cu strat barieră la suprafaţă avînd aria $s = 2$ cm², confecţionat din siliciu de tip $N$ cu $\rho_N = 1\,500\,\Omega$ cm avînd, la tensiunea $U_D = 25$V, o grosime a regiunii de sarcină spaţială $d = 100\ \mu$, o capacitate $C_D = 220$ pF şi un curent invers $I_D = 0{,}5\ \mu$A, rezoluţia electrică a sistemului devine $\Delta E = 48$ keV, adică $\frac{\Delta E}{E} = 0{,}8\%$ pentru particule $\alpha$ de energie 5,8 MeV. În figura

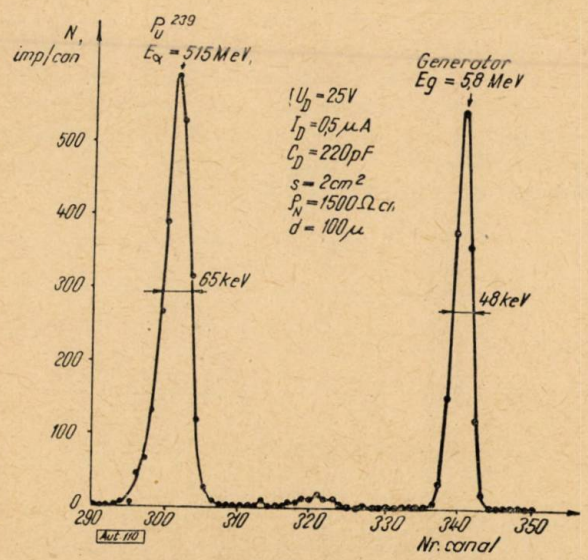



Fig. 8. Spectrul energetic al sursei $\alpha$ şi al liniei de 5,8 MeV dată de generatorul de impulsuri.

8 se dă spectrul obţinut pentru o sursă $\alpha$. Pe acelaşi spectru se observă şi linia de 5,8 MeV dată de generator.

Cu un detector de capacitate mai mică, rezoluţia spectrometrului va fi mai bună.

Datorită precauţiilor constructive luate şi utilizării unui filtru pentru paraziţii proveniţi din reţea s-a obţinut un fond scăzut : 2 impulsuri cu amplitudine > 4 MeV în 10 ore de funcţionare în apropierea unor surse importante de paraziţi existente în condiţiile funcţionării ciclotronului. Acest fapt permite să se măsoare activităţi $\alpha$ slabe $\geqslant 10^{-14}$ curie.

Generatorul de impulsuri pentru măsurarea liniarităţii, rezoluţiei energetice şi stabilităţii spectrometrului, precum şi sursa de alimentare cu IT a *DS*, vor fi descrise într-un articol viitor [10].

Spectrometrul funcţionează la ciclotronul I.F.A. de peste un an, în care perioadă s-a putut verifica şi siguranţa sa în exploatare la care, fără îndoială, a contribuit simplitatea montajelor utilizate.

Autorii exprimă mulţumiri tovarăşului Gheorghe Bunea pentru construcţia îngrijită a preamplificatorului.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Ciorăscu, F., Oncescu, M. *Detectarea şi măsurarea radiaţiilor nucleare.* Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1964.

[2] Poenaru, D. N., Vîlcov, N. *Principii de funcţionare a detectoarelor cu semiconductoare.* În : Studii şi cercetări de fizică, tom 17, nr. 2, 1965, p. 203—242.

[3] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1962.

[4] Poenaru, D. N., Vîlcov, N. *Caracteristicile detectoarelor cu semiconductoare.* În : Studii şi cercetări de fizică, tom 17, nr. 6, 1965, p. 695—723.

[5] Poenaru, D. N., Vîlcov. N. *Tipuri de detectoare cu semiconductoare.* În : Studii şi cercetări de fizică, tom 17, nr. 9, 1965, p. 1017—1057.

[6] Blankenship, J. L., Borkowski, C. J. *Silicon surface-barrier nuclear particle spectrometer.* În : I.R.E. trans. on nuclear science, NS-7, nr. 2—3, 1960, p. 190—195.

[7] Gobeli, G. W. *Range-energy relation for low-energy alpha particles in Si, Ge and InSb.* În : Physical review, 103, 1956, p. 275—278.

[8] Poenaru, D. N., Vîlcov, N. *Electronica asociată detectoarelor cu semiconductoare.* În : Studii şi cercetări de fizică, tom 18, nr. 6, 1966, p. 655—702.

[9] Poenaru, D. N., Vîlcov. N. *Analysis of some circuits used in amplifiers for semiconductor nuclear particle detectors.* În : Nuclear instruments, 36, nr. 1, 1965, p. 52—58.

[10] Poenaru, D. N., Vîlcov, N. *Generator de impulsuri şi redresor stabilizat pentru spectrometre cu detectoare cu semiconductoare.*

Ing. tiz. T. TAUTH

# Asupra proiectării surselor de ioni de înaltă frecvenţă

**Procese fizice în sursele de înaltă frecvenţă; considerente de proiectare**

De la prima comunicare făcută de Y. A. Getting [1] în anul 1941 şi pînă la ultimele publicaţii apărute în literatura periodică de specialitate, sursele de ioni de înaltă frecvenţă au cunoscut o vertiginoasă dezvoltare. Primele modele primitive în care extracţia ionilor se făcea prin difuziune au fost înlocuite cu altele mai perfecte prevăzute cu un sistem special de extracţie [2]. Sursa propusă de P.C. Thonemann a suferit şi ea o serie de modificări în sensul îmbunătăţirii procentului de ioni atomari, care la primele exemplare nu depăşea 5%. Astfel au fost reduse la minimum piesele metalice din sursă care duceau la recombinarea ionilor. În urma acestor măsuri, I. G. Rutherglen şi I.F.I. Cole au reuşit să obţină un curent ionic extras de 400 μA, din care 60% erau protoni [3]. După propunerea făcută de P.C. Thonemann în 1948 [4], sursele de ioni de înaltă frecvenţă au primit o utilizare foarte largă, fiind din ce în ce mai des întîlnite la acceleratoarele directe şi liniare, microscoape ionice şi spectrografe de masă.

Printre avantajele care au asigurat o răspîndire atît de largă surselor de înaltă frecvenţă se numără procentul ridicat de ioni atomari, consumul redus de energie de înaltă frecvenţă (putere absorbită mică), debitul de gaz mic, simplitatea construcţiei şi funcţionarea stabilă.

Se poate afirma cu certitudine că sursele de ioni de înaltă frecvenţă sînt în momentul de faţă cele mai adecvate cînd curentul ionic nu trebuie să depăşească cîţiva mA. În cazul unei surse de 500—1 000 μA pare raţională folosirea unei descărcări inelare în cîmp magnetic transversal. Se ştie că o asemenea descărcare are loc sub influenţa cîmpului electric turbionar rezultat din variaţia în timp a cîmpului magnetic. Practic, ea se realizează prin introducerea incintei (sursei) într-un solenoid alimentat cu o tensiune de înaltă frecvenţă. Apariţia în cursul descărcării a unor curenţi circulari a determinat şi denumirea acestui gen de descărcări. O condiţie importantă care trebuie satisfăcută pentru a declanşa în sursă o descărcare inelară este asigurarea unui mare număr de electroni în incinta descărcării. Această condiţie este satisfăcută, deoarece în urma cîmpului de înaltă frecvenţă creat de diferenţa de potenţial dintre spirele bobinei ce se află în afara sursei, în aceasta are loc o descărcare liniară (axială). Mecanismul declanşării descărcării liniare a fost studiat de E.W. Gill şi A. Engel [5], apoi de A. J. Hatch şi H. B. Williams [6]. Autorii au arătat că apariţia descărcării liniare — caracterizată printr-o oscilaţie a electronilor de-a lungul cîmpului electric cu o frecvenţă egală cu a acestuia, dar cu faza rămasă în urmă cu 90° în cazul cînd electronii nu suferă ciocniri — la presiuni joase depinde de emisiunea electronilor secundari de către electrozi şi de distanţa la care se află aceştia unul de altul. Descărcarea va fi declanşată numai atunci cînd intervalul de timp de zbor al electronilor de la un electrod la altul şi al apariţiei electronilor secundari este cu ceva mai mare decît semiperioada tensiunii de înaltă frecvenţă. În acest caz se îndeplinesc condiţiile necesare creşterii numărului de electroni de la o perioadă la alta, pînă ce la un moment dat gazul se ionizează. De aici rezultă că există o frecvenţă limită pentru fiecare cameră de descărcare, pentru fiecare geometrie, sub care descărcarea nu mai are loc. Elementul critic îl constituie înălţimea camerei de accelerare, iar rolul electrozilor care emit electroni secundari îl au pereţii camerei. Determinarea valorii frecvenţei se poate face pe baza curbei obţinute de Hatch şi Williams (fig. 1).

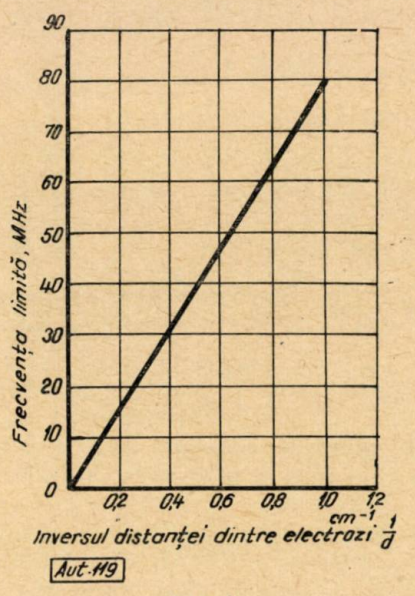



Fig. 1

Pentru o frecvenţă de circa 100 MHz, curent folosită în tehnica surselor IF, $\frac{1}{d} > 1{,}2$ ($d$ fiind distanţa dintre electrozi, mai precis distanţa dintre spirele superioară şi inferioară ale bobinei de înaltă frecvenţă). Sub această valoare, care rezultă din inegalitatea de mai sus, descărcarea nu se mai amorsează. Din motive constructive se alege o înălţime a sursei de circa 120 mm, iar diametrul camerei, confecţionată din cuarţ (coeficientul de recombinare a ionilor $7{,}0.10^{-4}$), de 30 mm. Folosirea sticlei pirex nu este indicată, cu toate că din

punctul de vedere al recombinării este mai avantajoasă ($1{,}9.10^{-5}$), deoarece are temperatura de înmuiere mai scăzută, 693°C faţă de 1 667°C cît are cuarţul. Tg $\delta$ la cuarţ este de $2.10^{-4}$, cu un ordin de mărime mai mic decît al pirexului ($3.10^{-3}$). Este evident că o cameră confecţionată din cuarţ va absorbi mai puţină putere de înaltă frecvenţă, neîncărcînd astfel în mod inutil generatorul, şi va putea rezista mai uşor la sarcina termică care apare în urma încălzirii provocate de pierderi şi de eventualele „spălări" ale pereţilor de către plasmă.

Pentru asigurarea absorbţiei de putere se recomandă aplicarea unui cîmp magnetic transversal. A. N. Serbinov [7] a efectuat o serie de măsurări şi a constatat că puterea absorbită la diferite presiuni în prezenţa cîmpului magnetic transversal creşte mult.

O dată cu creşterea frecvenţei cîmpului electric în cîmp magnetic creşte şi puterea absorbită (fig. 2).

Cîmpul magnetic transversal provoacă o absorbţie de rezonanţă a puterii (în limita

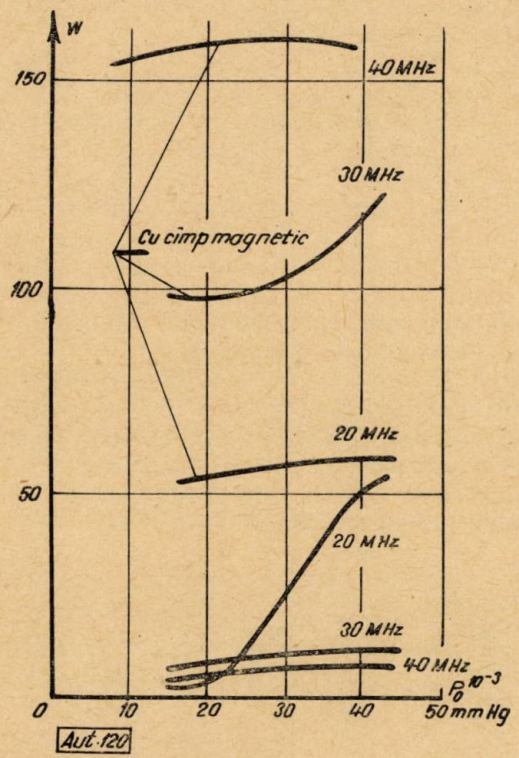



Fig. 2

presiunilor $1 \div 50.10^{-3}$ torr). Valoarea cîmpului de rezonanţă (care în general depinde de diametrul camerei de descărcare) pentru camere (cu diametrul de 30 — 50 mm) corespunde unei situaţii cînd frecvenţa ciclotronică $\omega_e$ a electronului este de 2—3 ori mai mare decît frecvenţa cîmpului exterior de înaltă frecvenţă.

Deoarece :

$$\omega_e = \frac{eH}{m} \quad \text{şi} \quad \omega_e/\omega = 2 \div 3,$$

exprimînd $f$ în MHz se obţine valoarea de rezonanţă a cîmpului magnetic :

$$H_{Oe} = (0{,}7 - 1{,}1)\, f_{MHz};$$

$$H = 90 \div 100 \text{ Oe}.$$

Modul cum are loc absorbţia puterii în funcţie de intensitatea cîmpului magnetic pentru $f = 30$ MHz, $p = 1{,}5.10^{-2}$ torr, este arătat în figura 3. Diametrul camerei de descărcare în

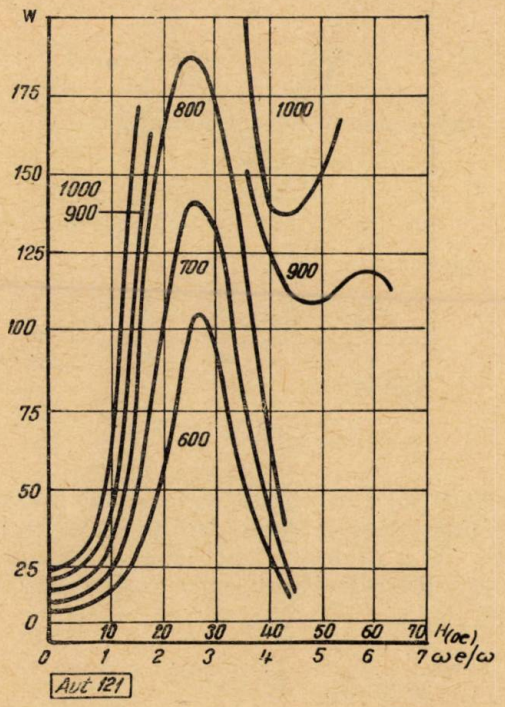



Fig. 3

lucrarea [6] a fost de 50 mm. Caracterul de rezonanţă a absorbţiei se păstrează şi pentru alte presiuni şi alte frecvenţe. Rezultatele asupra absorbţiei de rezonanţă obţinute de A. N. Serbinov sînt în concordanţă cu cele publicate de B. Kuch şi H. Neuert [8]. În situaţia de rezonanţă pentru putere absorbită constantă se observă un minim al tensiunii anodice, fapt constatat de A. N. Serbinov în aceeaşi lucrare (fig. 4).

Analizînd curbele de genul celor din figura 4 trasate pentru diferite frecvenţe, Serbinov ajunge la concluzia că pentru fiecare frecvenţă există o presiune optimă cînd amplitudinea cîmpului de înaltă frecvenţă (tensiunea anodică) este minimă (fig. 5).

Plecînd de la datele obţinute de Serbinov, alegerea frecvenţei de 100 MHz pare justificată prin presiunea mică din camera de descărcare, fapt care, pentru o anumită geometrie a dispozitivului de extracţie, va asigura un debit de gaz mai redus.

Electrodul de extracţie împreună cu suprafaţa plasmei constituie un sistem ionooptic ale

cărui proprietăţi de focalizare depind de geometrie şi de parametrii electrici.

Analiza mecanismului de extracţie a fost studiată de o serie de autori. Astfel O. Reifen-

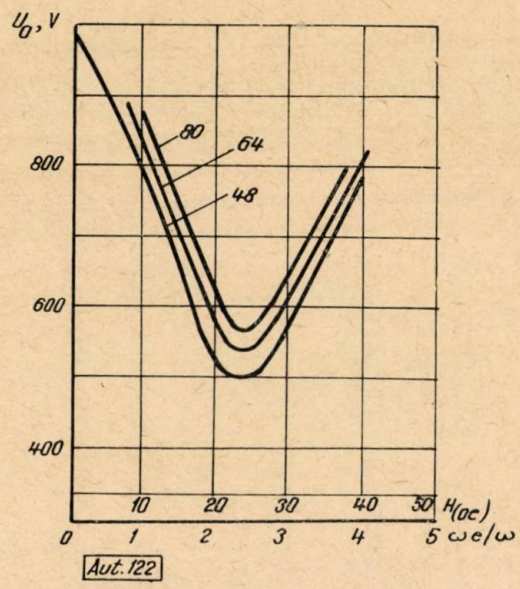



Fig. 4

schweiler [9] a secţionat catodul de extracţie, măsurînd curenţii care cad pe cele trei elemente. El a ajuns la concluzia că sistemul de extracţie este un sistem optic cu distanţă focală scurtă.

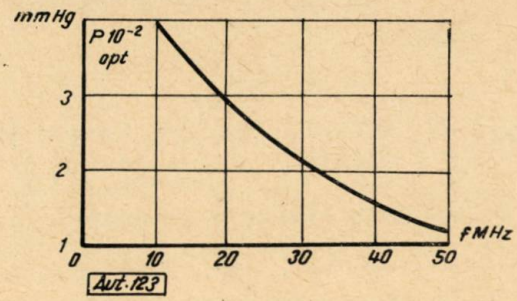



Fig. 5

L. K. Goodwin [10 ] a determinat influenţa distanţei dintre cilindrul izolator de cuarţ (fig. 6) şi marginea superioară a catodului asupra curentului ionic care trece prin canal. Din experienţele făcute de el rezultă că această distanţă trebuie să fie aproximativ egală cu diametrul catodului.

Tot Reifenschweiler a constatat [11] că introducerea în canal a unei diafragme favorizează extracţia curentului ionic şi face ca debitul de gaz necesar menţinerii presiunii optime în camera de descărcare să fie redus.

O analiză multilaterală a influenţei geometriei canalului a fost făcută de A. N. Serbinov în lucrările [12] şi [7]. El a ridicat, pentru două valori ale puterii absorbite, o serie de curbe care ilustrează influenţa raporturilor $L/d$, $D/d$ şi $l/d$ asupra gradului de focalizare a fasciculului extras. Prin aceasta se înţelege raportul curentului care trece prin canal faţă de curentul care cade pe catod.

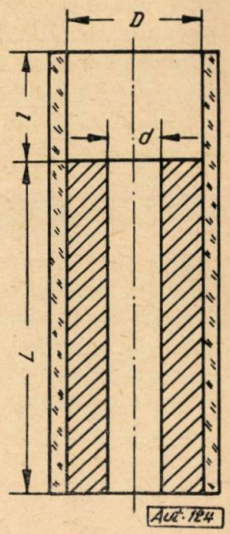



Fig. 6

Pentru asigurarea unei focalizări bune Serbinov a găsit anumite valori optime. Astfel $L$ nu trebuie să depăşească (4—6) $d$. Pentru raportul $D/d$ se recomandă o valoare apropiată de 2. Dacă această mărime este mai mare, va creşte tensiunea optimă de extracţie; pentru valori mai mici şi tensiunea este mai mică. Prin tensiune optimă se înţelege valoarea tensiunii care asigură un grad de focalizare optim. Calităţile optice ale sistemului de extracţie depind foarte mult şi de valoarea lui $l$. Astfel, în cazul cînd $D/d = 2$, variaţia mărimii $l$ între 0,5 $D$ şi $D$ schimbă gradul de focalizare de circa 6 ori. Se recomandă o valoare $l = (0{,}6 - 0{,}8)\ D$.

În urma analizei datelor de mai sus se aleg electrozi de extracţie. Materialul folosit pentru aceştia este de obicei aluminiul, deoarece acesta se distruge cel mai puţin sub acţiunea bombardării ionilor ($Q = 29$ mg/Ah, adică sub acţiunea bombardării unui curent de 1 A timp de o oră se pulverizează 29 mg Al).

Datele necesare confecţionării catozilor pentru sursa cu parametrii aleşi mai sus sînt cuprinse în tabela 1, şi ele se referă la douăsprezece variante constructive care diferă una de alta în special prin debitul de gaz. După cum se vede, scopului iniţial de 10—15 cm³atm/h îi cores-

*Tabela 1*

| Nr. crt. | Diametrul electrodului de extracţie $D$, mm | Diametrul canalului $d$, mm | Lungimea canalului $L$, mm | Înălţimea cilindrului de cuarţ peste catod $l$, mm | $Q$, debit de gaz calculat, cm³/h | Grosimea peretelui de cuarţ al izolatorului, mm | Diametrul interior al tubului, mm | Înălţimea tubului, mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2,0 | 1,0 | 5,0 | 1,6 | 3,5 | 0,7 | 2,2 | 8 |
| 2 | 3,0 | 1,5 | 7,5 | 2,4 | 7,8 | 0,7 | 3,2 | 10 |
| 3 | 3,5 | 1,75 | 8,75 | 2,8 | 10,4 | 0,7 | 3,7 | 12 |
| 4 | 4,0 | 2,0 | 10,0 | 3,2 | 14,4 | 0,7 | 4,2 | 13 |
| 5 | 4,5 | 2,25 | 11,3 | 3,6 | 18,3 | 0,7 | 4,7 | 15 |
| 6 | 2,0 | 1,1 | 5,4 | 1,7 | 4,4 | 0,7 | 2,2 | 8 |
| 7 | 3,0 | 1,6 | 8,0 | 2,5 | 9,0 | 0,7 | 3,0 | 10 |
| 8 | 3,5 | 1,6 | 8,0 | 3,0 | 9,0 | 0,7 | 3,5 | 12 |
| 9 | 4,0 | 2,1 | 10,5 | 3,0 | 16,0 | 0,7 | 4,2 | 14 |
| 10 | 4,0 | 2,0 | 10,2 | 3,5 | 14,4 | 0,7 | 4,2 | 15 |
| 11 | 3,0 | 1,5 | 8,5 | 2,4 | 7,8 | 0,7 | 3,2 | 13 |
| 12 | 3,5 | 1,75 | 9,0 | 2,8 | 10,4 | 0,7 | 3,8 | 12 |

pund cu exactitate doar variantele 3, 4, 10, 12 şi mai puţin 7, 8, 9. Debitul de gaz a rezultat din calcule plecînd de la menţinerea proporţiilor dimensiunilor sistemului ionooptic indicate în lucrările amintite mai sus.

Calculul debitului de gaz care se scurge prin canal se face pe baza formulei lui Knudsen [13]:

$$Q = F(p_1 - p_2),$$

unde $p_1$ şi $p_2$ sînt presiunile în camera de descărcare şi în tubul de accelerare; $p_2 \sim 5.10^{-6}$ torr $\div 10^{-5}$ torr, iar în camera de descărcare trebuie menţinută presiunea optimă de circa $10^{-2}$ torr;

$$F = 3\,638\,\pi K' \left(\frac{d}{2}\right)^2 \sqrt{\frac{T}{M}},$$

unde $K' = \dfrac{1}{1 + \dfrac{6}{8}\dfrac{L}{d}}$; $\dfrac{L}{d} \sim 5$; $K' = 0{,}21$;

$$\sqrt{\frac{T}{M}} = \sqrt{\frac{298}{2}} \sim 12{,}2;$$

$$F = 3\,638 \cdot 0{,}21 \cdot 3{,}14 \cdot 12{,}2 \frac{d^2}{4} =$$

$$= 7{,}35.10^3 \cdot d^2 = 7\,350\ d^2\ [\mathrm{cm^3 s^{-1}}];$$

$$Q = 7\,350\ d^2 \cdot 10 \cdot 3\,600\ \mathrm{cm^3\ h^{-1}}\ [\mu] =$$

$$= 2{,}65 \cdot 10^8\ [\mathrm{cm^3\ s^{-1}}].$$

Calculat la presiunea atmosferică,

$$Q_{atm} = 350\ d^2\ [\mathrm{cm^3/h}].$$

**Construcţia sursei**

În ceea ce priveşte soluţionarea constructivă a surselor de ioni, o serie de date pot fi găsite în lucrarea de sinteză [14]. Ia. M. Foghel, A. M. Markus şi alţii [15] dau amănunte asupra construcţiei unor surse destinate generatoarelor electrostatice sub presiune, indicînd în acelaşi timp şi unele măsurări ce pot fi efectuate pe bancul de probă. În articolul [16] se descrie o sursă de tipul celor propuse de Reifenschweiler şi se dau anumite detalii constructive.

Construcţia arătată în figura 7 ni se pare simplă şi uşor de executat. În ceea ce priveşte anumite dimensiuni critice, ele au fost calculate anterior. Corpul camerei *4*, confecţionat din cuarţ, are o strangulare *3* destinată limitării zonei de descărcare. Electrodul pozitiv *1* se va confecţiona din nichel, deoarece problema trecerilor prin cuarţ ale sîrmei de nichel (cu diametrul de 2 mm) prin lipirea cu argint de o suprafaţă platinizată se pare că nu prezintă greutăţi tehnologice. Piesa ecran *6* din partea inferioară este confecţionată tot din cuarţ (în funcţie de catodul folosit se vor utiliza diferite ecrane cu diametrul orificiului central de 3, şi 5 mm). Tubul izolator *5* de cuarţ va fi detaşabil. Admisia *13* a gazului, reglat ca debit

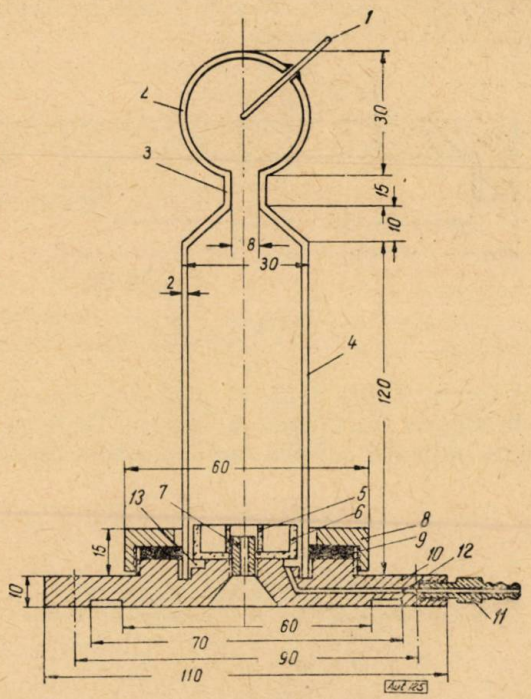



Fig. 7

prin intermediul unui osmoregulator cu paladiu, se face prin flanşa de bază *10* a sursei prin canalul *11*. Trecînd prin canalul *12* din corpul flanşei, gazul intră în canalul circular *13* de sub ecranul de protecţie. Gazul va intra în sursă prin interstiţiul dintre peretele sursei şi umărul ecranului. Etanşarea se face prin înşurubarea piesei *8* şi strîngerea garniturii de cauciuc *9*. Între *8* şi *10* se introduce o şaibă metalică. Catodul cilindric *7* se înşurubează în corpul flanşei *10*. Balonul de susţinere *2* al electrodului are diametrul aproximativ egal cu cel al camerei de descărcare. Cotele principale ale pieselor, confecţionate, cu excepţia catozilor de aluminiu sau duraluminiu, din oţel inoxidabil, sînt arătate în figura 7.

În figura 8 sînt date cotele ecranului de cuarţ. Una dintre problemele constructive mai difi-

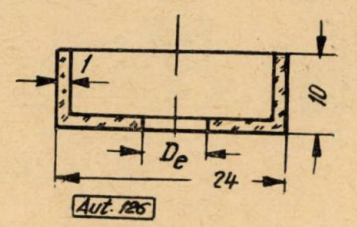



Fig. 8

cile este aceea a stabilirii cotelor constructive ale diferiţilor catozi, care fiecare au lungimea lor (tabela 1). Se va proceda în felul următor: orificiul în care este înşurubat catodul va avea

un diametru stabilit, iar diferiţii catozi vor fi filetaţi astfel încît să fie posibilă aplicarea geometriei arătate în tabela 1. Valoarea lui $D_e$ din figura 8 este de 3, 4 şi 5 mm în diametru pentru cele trei ecrane.

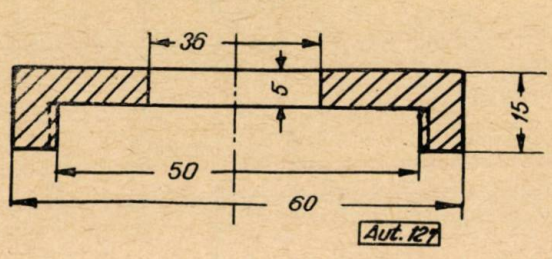



Fig. 9

În figura 9 este arătată piesa de strîngere *8*, iar în figura 10, flanşa de suport. În figura 11 se dau indicaţii asupra confecţionării catozilor.

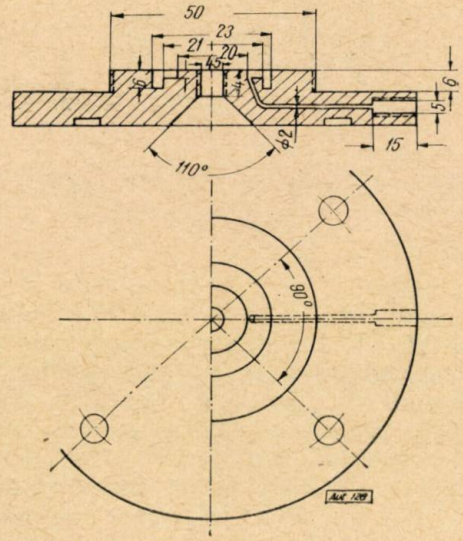



Fig. 10

Pentru nr. 3, 4, 5, 8, 9, 10, 12 (tabela 1) se vor confecţiona catozi de tip *a*, pentru rest, piesa de trecere *b* şi catozi de forma *c*.

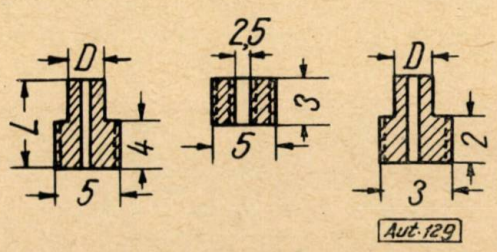



Fig. 11

Deoarece nu se poate stabili cu precizie grosimea ecranului protector, urmează ca tuburile izolatoare să fie definite ulterior, realizîndu-se astfel geometria optimă a sistemului ionooptic extractor.

**Obţinerea şi admisiunea gazului**

Hidrogenul sau deuteriul se obţin prin electroliza apei, respectiv a apei grele. Sistemul de electroliză cu cotele aproximative este arătat în figura 12. Electrozii de platină sînt sudaţi de treceri (din Mo, îmbrăcaţi în sticlă pentru a evita distrugerea). Electrozii se introduc prin şlifuri prevăzute cu canal. Partea superioară

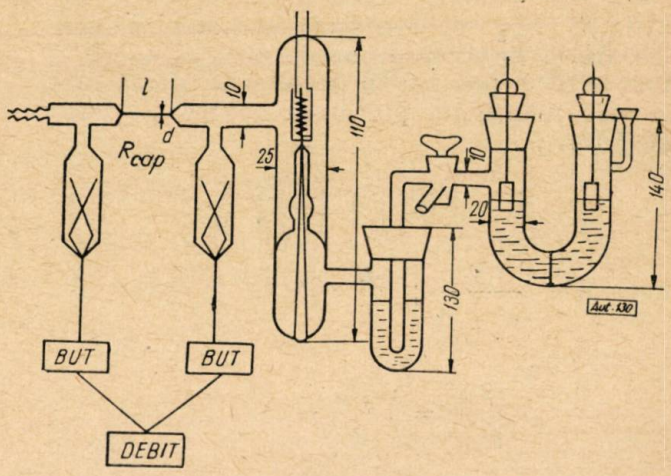



Fig. 12

se unge cu ulei de siliconi, iar cea de jos rămîne uscată pentru a nu intra în contact cu gazul. Considerăm că suprapresiunea care acţionează asupra şlifului (greutatea coloanei de apă) nu va produce deplasarea lor.

În electrolizor se introduce un filtru de separare, iar gazul, trecînd printr-o conductă prevăzută cu un robinet şi ramificaţie pentru vidare, un recipient umplut cu substanţă hidroscopică, pătrunde în osmoregulatorul cu paladiu. Un termocuplu, introdus în interiorul tubului de paladiu, permite etalonarea temperatură-debit-curent a dispozitivului de reglaj. Încălzirea se face prin intermediul unui reşou suspendat, înconjurat de un ecran de nichel care are rolul de a reduce pierderile prin radiaţie ale sistemului de încălzire. Puterea absorbită de încălzitor este în jurul lui 30 W, pentru încălzirea tubului la o temperatură de circa 300—400°C. Reglînd curentul, se poate stabili o temperatură şi deci şi un debit de gaz necesar.

Măsurarea debitului de gaz se va face prin citirea presiunii celor două vacuummetre de tip BUT, introduse înaintea şi după rezistenţa capilară $R_{cap}$. Dimensiunile geometrice ale acesteia se pot stabili în felul urmtător : admitem că pentru un debit de gaz mediu $Q = 10 - 15$ cm$^3$/h manometrul 1 indică circa $10^{-2}$ torr, iar manometrul 2, $5 \cdot 10^{-2}$ torr ; din aceste considerente se pot determina lungimea şi diametrul capilarului [13] :

$$Q = 3\,638\ \pi K' \left(\frac{d}{2}\right)^2 \sqrt{\frac{T}{M}}\ (p_1 - p_2);$$

alegem valoarea :

$$\frac{L}{d} \sim 5\,;\; K' + 0{,}21\,;\; Q = 3\,638 \cdot$$

$$\cdot 3{,}14 \cdot 0{,}21 \cdot 12{,}2 \left(\frac{d}{2}\right)^2 (p_1 - p_2)\,;$$

$$d = \sqrt{\frac{4Q}{28\,060\,(p_1 - p_2)}}\,;$$

$Q = 10 \div 15$ cm³/h la presiunea atmosferică, pentru a trece la presiunea cm³/s, $Q_{cm^3/s} = Q_{cm^3/h}/3\,600$ ; trecînd la valoarea în microni, se obţin $d \sim 0{,}55$ mm, $l = 27$ mm.

În procesul etalonării se va calcula debitul de gaz prin puncte în funcţie de curent şi temperatură. Într-un asemenea electrolizor se va menţine o presiune relativ constantă a gazului. Pîlnia este prevăzută cu un dop cu ventil pentru evacuarea oxigenului.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Getting, Y. A. În : Phys. rev., 59, 1941, 467.
[2] Thonemann, P. C. În : Nature, 158, 1946, 61.
[3] Rutherglen, I. G., Cole, I.F.I. În : Nature, 160, 1947, 545.
[4] Thonemann, P. C., Mooflat J., Roat, D., Sanders, J. H. În : Proc. phys. Soc., 61, 1948, 483.
[5] Gill, E. W., Engel, A. În : Proc. roy. Soc., 197, 1949, 107.
[6] Hatch, A. J., Williams, H. B. În : J. of. appl. phys., 25, nr. 4, 1954, 417.
[7] Serbinov, A. N. *Visokociastotnie istociniki dlia elektrostaticeskih gheneratorov.* Elektrostaticeskie gheneratorî. Moscova, Atomizdat, 1959.
[8] Kuch, B., Neuert, H. În : Zeitschr. für Naturforsch., 4 a, 1949, 456.
[9] Reifenschweiler, O. În : Z. Naturforsch., 6 a, 1951, 311.
[10] Goodwin, L. K. În : R.S.I., 24, 1953, 635.
[11] Reifenschweiler, O. În : Ann. phys., 14, 1954, 33.
[12] Serbinov, A. N. În : ПТЭ, nr. 3, 1958, 39.
[13] Duschman vacuumtechnique, 1955.
[14] Serbinov, A. N. În : ПТЭ, nr. 5, 1958.
[15] Foghel, Ia. M., Markus, A. M. i. dr. *Elektrostaticeskie gheneratorî.* Moscova, Atomizdat, 1959.
[16] Foghel, Ia. M. i dr. *Elektrostaticeskie gheneratorî.* Moscova, Atomizdat, 1959.


## ACTUALITĂŢI

# Logica secvenţială şi aplicarea sa la sinteza automatelor finite [1]

Denumirea de logică secvenţială, dată în lucrarea [1] şi în alte lucrări, desemnează o ramură a logicii matematice cu aplicaţii directe la studiul şi concepţia automatelor secvenţiale. Printre acestea cele mai importante par a fi analiza şi sinteza schemelor logice secvenţiale, în particular a celor integrate în calculatorul digital. Concepţia logică a acestor circuite primeşte astfel un instrument matematic adecvat.

Logica secvenţială introduce trei funcţii logice noi numite : produs logic secvenţial, sumă logică secvenţială, negaţie logică secvenţială. Ceea ce deosebeşte în mod esenţial aceste operaţii de operaţiile analoge din logica matematică clasică este faptul că aici variabilele logice sînt operate secvenţial, fiecare dintre ele fiind luată în alt tact (moment de timp) $N$. Astfel produsul logic secvenţial se defineşte :

$$I_{N+1}(x, y) = (x \mid y)_{N+1} = x_{N-1} \cdot y_N,$$

suma logică secvenţială :

$$O_{N+1}(x, y) = (x0y)_{N+1} = x_{N-1} \vee y_N,$$

iar negaţia logică secvenţială :

$$S_{N+1}(x) = (\widetilde{x})_{N+1} = \overline{x}_N.$$

Funcţiile logice secvenţiale pun în evidenţă faptul că rezultatul operaţiei logice, efectuată cu variabile luate la momente de timp $N$-1 şi respectiv $N$, apare la momentul de timp $N+1$, ulterior, ceea ce corespunde funcţionării reale a schemei. Menţionăm că funcţiile logice secvenţiale au o serie de proprietăţi care au fost puse în evidenţă în lucrarea [1], unde se dau şi un număr de 10 teoreme, care pot fi folosite ca relaţii de simplificare.

Rezultatele teoretice publicate în lucrarea [1] au fost aplicate de autor la analiza şi sinteza unor circuite secvenţiale. Astfel au fost analizate o serie de circuite cunoscute ca fiind secvenţiale : elementul de timp, circuitul de întîrziere, multivibratorul, contorul binar şi contorul de stări. Însă metodele logicii secvenţiale îşi dovedesc consistenţa mai ales în legătură cu sinteza circuitelor logice secvenţiale. Acest lucru este ilustrat de o teoremă de existenţă care arată că, dacă se dau ecuaţiile de recurenţă care descriu programul unei scheme, aceasta poate fi sintetizată cu ajutorul funcţiilor logice secvenţiale şi realizată apoi cu ajutorul circuitelor secvenţiale care materializează aceste funcţii logice. Ca exemple în [1] se dau : un circuit de tip „Şi secvenţial" dublu şi un „contor 101" (care produce la ieşire un impuls, dacă la intrare au existat două impulsuri despărţite de o pauză).

În concluzie, se poate aprecia că în lucrarea [1] autorul aduce o contribuţie însemnată la crearea logicii secvenţiale cu aplicaţii directe în automatică, în special la concepţia şi studiul schemelor logice secvenţiale, printre care un rol de frunte revine calculatoarelor digitale.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Stănciulescu, Fl. *Sequential logic and its application to the synthesis of finite automata.* În : IEEE trans. on electronic computers, EC-14, nr. 6, dec 1965, p. 786—791.
[2] Stănciulescu, Fl. *O metodă algebrică de sinteză a schemelor secvenţiale cu relee fără contacte.* În : Automatica şi Electronica, **8**, nr. 6, 1964, p. 250—254.


*S. Florea*

# Calculatoare numerice care conduc procesele tehnologice. Dezvoltarea din perioada 1965—1966

În august 1965 conduceau procese tehnologice 741 calculatoare numerice. Conform unei statistici recente din septembrie 1966 [1], numărul lor a crescut la 1352, fără a ţine seamă decît parţial de acelea din U.R.S.S. Repartiţia lor pe procese tehnologice este următoarea :

| | |
|---|---|
| petrol şi chimie | 336 |
| metalurgie | 242 |
| sisteme energetice | 289 |
| diverse | 485 |
| total | 1 352 |

În particular reiese din această statistică că, în domeniul producţiei cimentului şi hîrtiei, întrebuinţarea calculatoarelor a făcut un salt semnificativ, numărul de asemenea instalaţii ajungînd la 23 în ciment şi 30 în hîrtie.

În ultimul an, creşterea săptămînală a fost de 9 instalaţii. Cu acest ritm, în 1970 vor fi în funcţiune 3 000 de asemenea calculatoare. Principalul obstacol în introducerea pe scară mai mare a calculatoarelor avînd această întrebuinţare pare a fi lipsa de ingineri specialişti.

Împărţite pe ţări, aceste instalaţii se repartizează în felul următor :

| | |
|---|---|
| S.U.A. | 761 calculatoare |
| Anglia | 129 calculatoare |
| Franţa | 95 calculatoare |
| Japonia | 71 calculatoare |
| Canada | 24 calculatoare |
| R.F.G. | 22 calculatoare |

În rest, sînt mai puţin decît 20 de calculatoare pe ţară.

Unele din aspectele economice ale introducerii calculatoarelor sînt următoarele [2] :

— Pentru ca introducerea unui calculator care conduce desfăşurarea unui proces să fie eficientă economic, se consideră în S.U.A. că producţia anuală respectivă trebuie să depăşească 4 milioane de dolari.

— Recuperarea investiţiei în calculator, inclusiv instalaţiile anexe, trebuie să se facă în aproximativ doi ani, ceea ce înseamnă că în medie beneficiul brut suplimentar trebuie să fie aproximativ egal cu investiţia respectivă.

— Creşterea de venit care se poate obţine este de 2—5%, ultima cifră fiind rareori atinsă. Pentru că această creştere este mică şi investiţia în calculator creşte mai puţin decît investiţia de bază cînd se proiectează pentru o producţie mai mare, şansele ca să se obţină o eficienţă economică satisfăcătoare cresc cu cît calculatorul se introduce în instalaţii mai mari.

— Investiţia de bază dă o indicaţie globală asupra oportunităţii introducerii calculatorului. Trebuie făcută însă o deosebire între avantajele care se pot obţine prin creşterea producţiei, şi care este valabilă numai dacă este o limitare a capacităţii şi o posibilitate de plasare a producţiei suplimentare, de cazul în care se obţine numai o reducere a preţului de cost prin reducerea, de exemplu, a materiei prime necesare pe unitatea de produs. În ultimul caz, venitul suplimentar zilnic poate fi numai 1/3 din prima posibilitate.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] *Process computer scorecard.* În : Control engineering, sept 1966.

[2] S t o u t, T. M. *Computer control economics.* În : Control engineering, sept 1966.

# Conducerea prin calculator numeric a unei fabrici de hîrtie [1]

În figura 1 se arată schema după care funcţionează o automatizare cuprinzînd un calculator IBM 1710 la o fabrică de hîrtie din Suedia. În acest caz sînt prevăzute şase subsisteme care întrebuinţează părţi din capacitatea de memorie a calculatorului. Partea destinată planificării producţiei realizează operaţiile necesare pentru toate cele cinci maşini

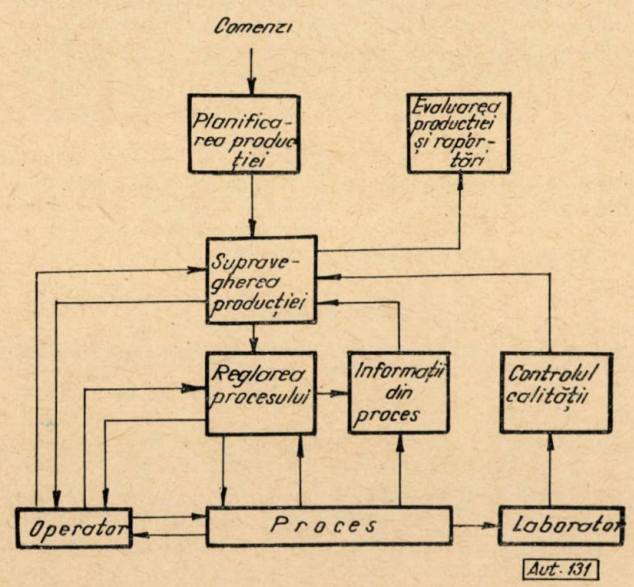



Fig. 1. Schema conducerii prin calculator, indicîndu-se funcţiunile subsistemului şi traseul informaţiilor.

ale fabricii, în timp ce restul subsistemelor se ocupă numai de o singură maşină PM4 care produce 50% din întreaga producţie a fabricii.

În mod normal, producţia este planificată pe intervale regulate, destul de scurte pentru a permite introducerea de noi comenzi avînd priorităţi. Trebuie totuşi menţionat că, deşi planificarea este făcută de calculator, decizia finală asupra repartiţiei comenzilor pe fiecare maşină este făcută de planificatori, calculatorul fiind apoi întrebuinţat pentru a verifica că această planificare este posibilă.

Subsistemul care se ocupă de supravegherea producţiei se referă exclusiv la maşina PM4 şi are două funcţiuni principale : fixează mărimile de intrare în sistemul de reglare şi primeşte şi înmagazinează date asupra calităţii.

Cea mai mare parte din economiile estimate că vor fi obţinute cu această instalaţie se consideră că vor proveni de la subsistemul care asigură reglarea automată a procesului. Sistemele de reglare supraveghiate prin calculator încep de la depozitele de pastă şi se termină cu acelea care privesc hîrtia în faza finală. În acest caz, un număr foarte mare de parametri trebuie păstraţi în limite specifice pentru fiecare sort de hîrtie. Parametrii respectivi sînt reglaţi fie direct de calculator, fie prin sisteme de reglare analogice la care mărimea de intrare este fixată de calculator. În total sosesc la calculator 80 de informaţii în formă analogică. În timpul funcţionării, subsistemul imprimă informaţii care sînt transmise operatorului maşinii şi care se referă la situaţii anormale sau la schimbări în proces care provin din schimbarea sortului de hîrtie. Pe această bază, operatorul poate decide modificarea unor mărimi de intrare în proces. Supravegherea procesului cuprinde şi cazurile de avarie, în special care provin din ruperea hîrtiei.

Subsistemul care se ocupă cu obţinerea de informaţii din proces furnizează aceste date pentru rapoartele asupra priducţiei, coordonarea acestor date pentru rapoartele zilnice

făcîndu-se de subsistemul care se ocupă cu supravegherea producţiei. Controlul calităţii se bazează pe încercări de laborator făcute asupra probelor luate din producţie şi sînt transmise calculatorului. Dacă hîrtia trebuie rebutată, acest fapt este introdus în memoria sistemului pentru a fi întrebuinţat în rapoartele următoare.

Sistemul IBM 1710 întrebuinţat are o memorie principală de 40 000 de caractere şi o memorie pe discuri de 2 milioane caractere. Aproximativ jumătate din această memorie este întrebuinţată pentru planificare.

Beneficiile care se estimează sînt : 1. o reducere a variaţiilor procesului, ceea ce reduce timpul necesar pentru a aduce producţia în regim staţionar, măreşte producţia, îmbunătăţeşte calitatea hîrtiei şi reduce consumul de materie primă ; 2. îmbunătăţeşte planificarea producţiei, care duce la reducerea rebuturilor şi reduceri în costul referitor la maşini şi pastă ; 3. obţinerea de informaţii mai precise pe care să se bazeze deciziile de rebut ; 4. un schimb mai rapid de informaţii între personalul din producţie şi conducerea întreprinderii.

Ţinînd seamă de importanţa producţiei de hîrtie în ţara noastră, studiul amănunţit al acestor instalaţii moderne prezintă un interes deosebit.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] *Integrated control of paper production.* În : Control, nov 1966.

## Producţia care justifică introducerea unei automatizări complexe cu ajutorul unui calculator numeric [1], [2]

Indicaţiile de mai jos arată producţia minimă începînd de la care se poate considera justificată conducerea procesului tehnologic cu ajutorul unui calculator numeric. Trebuie observat că nu se poate obţine în medie decît un beneficiu suplimentar de maximum 5% şi deci este important să fie posibilă o creştere a producţiei.

| Industria | Valoarea şi costul pe unitatea de produs | | Producţia minimă pentru introducerea calculatorului |
|---|---|---|---|
| | valoarea producţiei | materia primă | |
| *Chimie* | | | |
| Etilenă | 4—5 cenţi pe lb | 1—2 cenţi pe lb | 600 000 lb pe zi |
| Amoniac | 70—90 dolari pe tonă | 10—20 dolari pe tonă | 300 tone pe zi |
| *Cauciuc stiren* | | | |
| Butadien | 15—18 cenţi pe lb | 8—10 cenţi pe lb | 200 000 lb pe zi |
| Oxid de etilen | 12—15 cenţi pe lb | 5—6 cenţi pe lb | 200 000 lb pe zi |
| Clorură de vinil | 8 cenţi pe lb | 4—5 cenţi pe lb | 400 000 lb pe zi |
| *Rafinării de petrol* | | | |
| Distilare primară | | 2—3 dolari pe bbl | 60 000 bbl pe zi |
| Cracare catalitică | 3—4 dolari pe bbl | | 40 000 bbl pe zi |
| Hidrocracare | 4 dolari pe bbl | 3 dolari pe bbl | 20 000 bbl pe zi |
| *Metalurgie* | | | |
| Furnale | 60—65 dolari pe tonă | 35—40 dolari pe tonă | 1 000 tone pe zi |
| Oţelării cu oxigen | 75—80 dolari pe tonă | 50—70 dolari pe tonă | 2 000 tone pe zi |
| Laminare la cald | 105—160 dolari pe tonă | 80—90 dolari pe tonă | 2 000 tone pe zi |
| *Ciment* | | | |
| Cuptor rotativ | 4—5 dolari pe bbl | 1—2 dolari pe bbl | 6 000 bbl pe zi |
| *Hîrtie* | | | |
| Digester continuu | 115—130 dolari pe tonă | 30—40 dolari pe tonă | 200 tone pe zi |
| Maşină de hîrtie | 400 dolari pe tonă | 200 dolari pe tonă | 75 tone pe zi |
| Sistem energetic | 200 dolari pe tonă | 125 dolari pe tonă | 200 tone pe zi |
| Centrale termice | 1 cent pe kWh | 4,0 kWh | 200 MW |

1 lb = 0,373 kg ; 1 bbl ≅ 150 litri

În ce priveşte costul unei instalaţii medii cuprinzînd un calculator, într-o primă aproximaţie se pot lua indicaţiile de mai jos :

— calculatorul inclusiv echipamentul de intrare şi ieşire 210 000 dolari ;
— echipamentul de memorie internă şi anexele 95 000 dolari ;
— maşini de scris 9 000 dolari ;
— cititor şi imprimător de cartele 20 000 dolari ;
— echipament divers 56 000 dolari ;
— alimentare, cablaje, modificări de suprafeţe 20 000 dolari ;
— organizarea introducerii calculatorului 200 000 dolari ;
— memorie auxiliară pînă la 500 000 cuvinte 25 000 dolari ;
— echipament analogic intrare-ieşire (intrări 200, ieşiri 30) 40 000 dolari ;
— echipament de intrare-ieşire numeric 5 000 dolari ;

proiectare (1 om, 12 luni)
instalare (1 om, 12 luni)
analiza procesului şi proiectarea automatizărilor convenţionale (1 om, 1 an)
programare (3 oameni, 12 luni)

total 680 000 dolari.

Ultimul cost din totalul de mai sus depinde cel mai mult de amploarea instalaţiei.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] S t o u t, T. M. *Computer control economics.* În : Control engineering, sept 1966.
[2] D r e w r y, H. S. *Project planning pays off.* În : Control engineering.

## Rezultatele obţinute cu introducerea calculatoarelor numerice pentru conducerea proceselor tehnologice

Deşi în numeroase cazuri beneficiarii care au introdus asemenea calculatoare au extins ulterior instalaţiile introducînd noi calculatoare, ceea ce constituie o indicaţie certă că s-a obţinut o bună eficienţă economică, totuşi date exacte asupra beneficiilor rezultate sînt foarte rare. După o statistică recentă [1], numai pentru aproximativ 30 de cazuri sînt date informaţii complete în acest sens. Unele din aceste rezultate sînt arătate în cele ce urmează.

*În ciment*

— La fabrica Riverside Cement din Oro Grande Calif., un calculator RW 300 conduce cuptorul şi prepararea materiei prime ; s-a obţinut o creştere a producţiei de 12—15%, o reducere a costului combustibilului cu 4%.

— La fabrica California Portland Cement din Colton, un calculator GE 312 conduce cuptorul şi prepararea materiei prime ; s-a obţinut o creştere a producţiei de 5—10% şi o reducere a costului combustibilului cu 5—10%.

— La fabrica Northwestern States Portland Cement din Iowa, un calculator IBM 1710 conduce cuptorul ; s-a obţinut o creştere a producţiei cu 10% şi o reducere a costului combustibilului cu 5% ; opririle pentru reparaţii s-au redus de la 3—4 pe an la una singură.

*În industria hîrtiei*

— La fabrica Gulf States Paper, un calculator Prodac 580 conduce prepararea continuă a materiei prime ; creşterea producţiei, precum şi reducerea costului producţiei au adus un beneficiu brut anual de 250 000 dolari.

— La fabrica Harding Jones din Ohio, un calculator IBM 1710 conduce maşina de hîrtie ; s-a obţinut o creştere a producţiei de 7%, o reducere a timpului de schimbare a dimensiunii de 14%, o creştere a vitezei cu 15%, fără creştere de rebuturi.

— La fabrica Mead Corporation din Ohio, un calculator IBM 1710 conduce o maşină de hîrtie ; s-a obţinut o creştere a producţiei cu 19%, o reducere a timpului necesar pentru schimbarea dimensiunii cu 20% şi o creştere a vitezei cu 15%.

*În industria chimică*

— La fabrica BASF de oxosinteză din Ludwigshafen (R.F.G.), cu un calculator RW 300 s-a obţinut o reducere în costul materiei prime de 12% în 1961 ; cîştigul brut a fost aproximativ de 10%.

— La fabrica Celanese din Texas, un calculator RW 300 conduce un proces de oxidare a hidrocarburilor ; s-a mărit producţia anuală de acetil de la 500 milioane lbs pe an la 600 milioane lbs pe an.

— La fabrica Du Pont din Gibbstown, cu un calculator IBM 1710 s-a obţinut o creştere a eficienţei producţiei cu 6%, ceea ce a justificat pe deplin costul calculatorului şi al aparaturii suplimentare, precum şi celelalte cheltuieli provocate de această instalaţie.

*În industria petrolieră*

— La rafinăria Sunray din Tusla, unitatea de distilare primară este condusă de un calculator RW 300 ; s-a obţinut o reducere în combustibilul pentru cuptorul principal de 100 dolari pe zi.

— La rafinăria Texaco din Texas, unitatea de polimerizare catalitică condusă de un calculator RW 300 a înregistrat o creştere a conversiei de la 80 la 91% ; producţia adiţională a fost estimată la 720 dolari pe zi.

— La rafinăria El Segundo (S.U.A.), introducerea unui calculator IBM 1720 a avut ca rezultat o creştere a valorii producţiei cu cel puţin 5%.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] S t o u t, T. M. *Reported results.* În : Control engineering, sept 1966.

## Sisteme electronice—sisteme pneumatice

Primele sisteme de reglare electronice au fost fabricate industrial acum 7—8 ani. Care este situaţia actuală a folosirii acestor două sisteme de reglare se poate deduce dintr-o anchetă făcută de revista Control engineering, din care reproducem datele esenţiale în cele ce urmează.

În ansamblu, numărul de regulatoare fabricate s-a dublat în perioada 1962—1965. Totuşi împărţirea procentuală dintre sistemul electronic şi cel pneumatic s-a modificat destul de puţin în acest interval. În diagramă se arată evoluţia procentului de regulatoare electronice în perioada 1959—1965. După o creştere importantă de la 3% în 1959 la 18% în 1960, creşterea ulterioară a fost de numai 6% în perioada 1960—1963, ajungînd în 1965 la aproximativ 27%. Examinarea acestei probleme pe diferite industrii (petrol, chimie, meta-

lurgie, hîrtie, alimentară) nu a dus la concluzii diferite. În consecinţă, aparatura pneumatică continuă să reprezinte circa 70% din totalul noilor instalaţii de automatizare.

În ce priveşte preţul s-a luat ca bază pentru comparaţie în fiecare an preţul unui regulator PI fără indicare şi fără

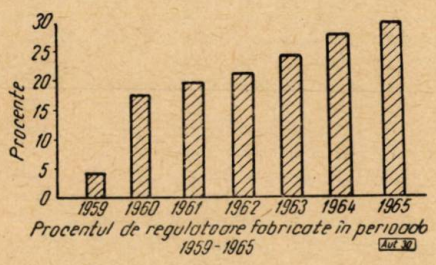



Fig. 1

înregistrare, realizat pneumatic şi electronic. S-a constatat, luînd drept 100 preţurile din 1962, un fapt remarcabil, şi anume că actualmente preţurile sînt numai cu aproximativ 5% mai mari decît acelea din 1962. Această constatare este în contrast net cu creşterea de 13% constatată în preţul aparaturii pneumatice în perioada 1959—1963 şi cu creşterea de 22% în preţul aparaturii pneumatice electronice în aceeaşi perioadă.

Regulatoarele pneumatice continuă să fie în general mai eftine decît cele electronice şi, în ansamblu, buclele de reglare electronice sînt cu 30% mai scumpe decît cele realizate cu elemente pneumatice. Acest preţ mai redus pare a fi principala cauză pentru care cumpărătorii preferă sistemele pneumatice.

În perioada 1962—1963 se consideră că principalele avantaje ale aparaturii electronice şi care urmau să-i asigure o introducere rapidă în exploatare constau în posibilitatea conectării lor uşoare la o conducere optimală cu ajutorul unui calculator numeric, precum şi în obţinerea unui regim staţionar mai repede. Aceste avantaje sînt admise şi acum, adăugîndu-li-se posibilitatea transmisiei semnalelor la distanţe mari. Această din urmă calitate a devenit deosebit de importantă în ultimii ani din cauza extinderii suprafeţelor ocupate de marile utilaje de producţie moderne, precum şi în ce priveşte concentrarea informaţiilor la o singură cameră de comandă, tendinţă generală actualmente în industrie.

Ce previziuni se pot face pentru viitor? În primul rînd este aproape sigur că, în următorii 2—3 ani, procentul de regulatoare pneumatice introduse în noile industrii se va menţine mai mare decît al celor electronice şi că preţurile se vor menţine aproximativ aceleaşi pentru ambele tipuri de regulatoare. După 1968 se presupune că procentul de regulatoare electronice va creşte depăşind pe cel actual, care este de 30%, şi că aceasta se va datori şi introducerii pe scară largă a calculatoarelor electronice în conducerea optimă a întreprinderilor.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] *Pneumatics retain lion's share of market.* În: Control engineering, nr. 6, 1966.

*I. Papadache*

---

# RECENZII

A. D. Booth. **Metode numerice.** Londra, 1965, 213 p., 34 fig., 79 ref. bibl.

A treia ediţie (primele două sînt din 1955 şi 1957) a lucrării „Metode numerice" se remarcă ca o sinteză de mare calitate. Autorul, profesor şi decan la Universitatea Saskatchewan şi la cea din Cleveland, foloseşte experienţa sa didactică pentru a elimina din carte acele părţi care o încarcă în mod inutil. El preferă o prezentare a fundamentelor matematice ale metodelor numerice, mai degrabă decît elaborarea amănunţită a unor calcule numerice greoaie. Aceasta se datoreşte şi faptului că existenţa calculatoarelor numerice automate elimină, practic, în întregime necesitatea efectuării manuale a unor asemenea calcule, necesitînd în schimb determinarea foarte riguroasă a algoritmului de rezolvare.

De altfel, metodelor numerice care sînt astăzi utilizate larg la rezolvarea problemelor cu calculatoare electronice li se acordă o pondere însemnată (de exemplu, utilizarea algebrei liniare).

Cartea conţine 12 capitole, o bibliografie bogată, index de numere şi index de subiecte.

Capitolul 1 face un scurt istoric şi prezintă cîteva caracteristici ale analizei numerice. Aflăm astfel că unele elemente de analiză numerică au apărut în timpul civilizaţiei babiloniene; sînt indicate titlurile unor lucrări clasice, conţinînd tabele matematice, se fac consideraţii generale pe marginea preciziei calculatoarelor numerice.

În capitolele 2 şi 3 sînt indicate cîteva metode de alcătuire a tabelelor şi de utilizare a lor. O extindere mai mare este dată metodelor de interpolare. În cadrul acestora se face o analiză critică a formulei de interpolare a lui Newton-Gregory şi se prezintă alte formule de interpolare (de exemplu, formula lui Stirling şi Lagrange).

Capitolul 4 se ocupă pe larg de integrare şi diferenţiere numerică, dîndu-se mai multe metode: Euler — Mc Laurin, Cebîşev, Gauss etc. Fiecare este examinată din punct de vedere al preciziei calculelor.

Însumarea seriilor este descrisă în capitolul 5, iar rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale ordinare, în capitolul 6. În acesta din urmă, autorul atrage atenţia asupra faptului că, deşi numeroase metode de integrare numerică a ecuaţiilor diferenţiale au fost propuse şi încercate, nu se poate vorbi de superioritatea uneia anumite.

Ecuaţiile diferenţiale ordinare sînt clasificate pentru scopurile metodelor analizei numerice în două categorii, în funcţie de tipul condiţiilor la limită. Sînt descrise şi discutate metodele Reruge-Kutla şi Bashworth-Adams.

Cel mai dezvoltat capitol al lucrării este al şaptelea, care tratează despre rezolvarea numerică a sistemelor de ecuaţii liniare. Autorul prezintă întîi stadiul problemei şi stabileşte o serie de definiţii generale, pe care se sprijină apoi pentru a descrie mai multe metode iterative de rezolvare. Este dat un exemplu numeric în care rezolvarea se bazează pe metoda „relaxării". În încheierea capitolului sînt discutate modalităţile de utilizare a metodelor Monte Carlo.

Capitolul 8 este de asemenea foarte important, întrucît tratează despre ecuaţiile cu derivate parţiale, parabolice, hiperbolice şi eliptice, analizîndu-se şi unele aspecte practice legate de rezolvarea lor.

În capitolul 9 sînt descrise metode de rezolvare a ecuaţiilor algebrice neliniare şi a sistemelor de astfel de ecuaţii.

Capitolul 10, intitulat „Funcţii aproximante", stabileşte cîteva metode de aproximare a funcţiilor uzuale, utilizate în cadrul calculatoarelor electronice. Aceste metode se bazează pe utilizarea dezvoltărilor în serie sau în sumă de polinoame.

Capitolele 11 şi 12 se ocupă de cîteva cazuri practice de aplicare a analizei numerice; în capitolul 11 se prezintă metode de sinteză şi analiză numerică a seriilor Fourier care apar în probleme de difracţie a razelor X, iar în capitolul 12, rezolvarea numerică a unor ecuaţii integrale de tip Volterra întîlnite în probleme de fizică nucleară.

Stilul concis al lucrării şi multiplele referiri bibliografice recomandă această carte drept un manual de bază pentru analiza numerică, deosebit de util studenţilor, inginerilor şi matematicienilor, pentru orientarea rapidă într-o anumită problemă.

*S. Florea*

A. E. Rogers, T. W. Connolly. **Aplicaţiile industriale ale calculului analogic.** Paris, Dunod, 1966, 475 p., 272 fig., 197 ref. bibl.

Deşi lucrarea nu este nouă (originalul american a apărut înainte de 1960, în editura Mc Graw-Hill), faptul că editura Dunod o tipăreşte în 1966 este o recomandare pentru calitatea ei.

Într-adevăr, în această carte, unică în felul ei, sînt tratate în profunzime cele mai importante utilizări ale calculului analogic, după cum se poate vedea din titlurile capitolelor enumerate mai jos.

Lucrarea are trei aspecte fundamentale, care formează şi cele trei părţi ale ei: familiarizarea cititorului cu principiile şi instrumentul calculului analogic, stabilirea bazei matematice necesare şi aplicaţiile practice.

Capitolele lucrării sînt:
— introducere;
— calculatorul analogic universal;
— elemente de analiză liniară;
— tratarea neliniarităţilor;
— ecuaţii cu derivate parţiale;
— rezolvarea ecuaţiilor algebrice şi a problemelor conexe;
— variabile aleatoare şi aplicaţiile lor în calculul analogic;
— metoda sistemului adjunct;
— rezolvarea unor probleme matematice particulare;
— pregătirea problemelor;
— utilizarea calculatoarelor analogice pentru studiul sistemelor automate;
— procesele chimice şi reglarea lor;
— probleme reactive şi tehnica reactoarelor nucleare;
— aplicaţiile calculului analogic în probleme de aeronautică;
— aplicaţiile calculului analogic în probleme de construcţii electrice.

Subiectele sînt tratate în amănunţime, utilizîndu-se întregul aparat matematic necesar, ceea ce ridică substanţial nivelul teoretic al expunerii. În plus, se fac numeroase recomandări practice privitoare la modul de pregătire a problemelor, de alegere a factorilor de scară în probleme deosebite, de exploatare a calculatorului analogic şi de organizare a centrului de calcul.

La fiecare aplicaţie industrială prezentată este analizat întîi procesul fizic propriu-zis, ceea ce face mult mai accesibilă prezentarea metodei de utilizare a calculatorului.

Ordonarea materialului, mulţimea referinţelor bibliografice, anexele (dintre care una cuprinde o listă de circa 30 de scheme pentru realizarea unor funcţii neliniare deosebite, care caracterizează elementele curente ale sistemelor industriale, ca elemente de saturaţie, cu joc, cu factor de transfer variabil, cu histerezis, cu variaţie discontinuă etc.), precum şi prezentarea grafică impecabilă fac din acest volum un auxiliar preţios al inginerului automatist.

*S. Florea*

**Telemecanica industrială.** Sub redacţia lui Sotskov, B. S. şi Malov, V.S. Moscova-Leningrad, ed. Energhia, 1966, 392 p.

În ultimii ani telemecanica şi-a lărgit sfera de aplicaţie devenind parte integrantă a numeroase sisteme de automatizare complexă. Aceasta a condus la o dezvoltare importantă a cercetărilor tehnico-ştiinţifice în domeniul teoriei telemecanicii şi la noi soluţii tehnice. Ca rezultat au fost elaborate şi introduse în producţie de serie elemente şi aparaturi de telemecanică cu caracteristici tehnice noi.

Lucrarea cuprinde comunicări şi referate prezentate la o conferinţă tehnico-ştiinţifică de telemecanică industrială.

Ea este compusă din patru părţi: prima este consacrată analizei stadiului şi tendinţelor telemecanicii, a doua se ocupă de problemele teoretice, a treia de elemente şi aparaturi, ultima de aplicarea telemecanicii în diferitele domenii industriale.

Prima parte începe cu o analiză generală a stadiului actual şi tendinţelor de dezvoltare a telemecanicii (Ilin, V. A.). Urmează o comunicare asupra liniei de dezvoltare în domeniul aparaturilor de telemecanică (Malov, V. S.) şi una asupra metodelor optime de transmisie a informaţiei în sistemele telemecanice (Kuperşmidt, I. A., Fomin, A. F., Saştova, G. A.), care se ocupă de problemele transmisiei atît a informaţiei discrete cît şi a celei continue, analizînd în special problema perioadei optime de eşantionare la sistemele de telemăsură cu separarea în timp a canalelor. Această parte mai cuprinde comunicări asupra stadiului şi căilor de dezvoltare a telemăsurii, asupra sistemelor telemecanice şi teleautomate complexe care utilizează maşini de calcul numerice şi asupra condiţiilor tehnice impuse aparaturilor şi elementelor de telemecanică.

Partea teoretică se ocupă cu probleme cum sînt: eficacitatea unor coduri binare, posibilitatea reducerii substanţiale a benzii de frecvenţă în transmisia telemecanică, stabilitatea reală la perturbaţii a semnalelor telemecanice recepţionate şi metode de creştere a acesteia prin adaptare, influenţa rezervării asupra siguranţei în funcţionare a sistemului, determinarea parametrilor aparaturii telemecanice din condiţiile dinamicii sistemului de reglare, metode de calcul al eficacităţii unui sistem telemecanic ţinînd seamă de siguranţa lui în funcţionare, compararea metodelor de utilizare a informaţiei redondante, metode de decodificare a codurilor ciclice cu corectarea pachetelor multiple de erori, autocontrolul, autocorecţia şi autorepararea aparaturilor telemecanice, stabilitatea la perturbaţii a codurilor frecvenţă-timp.

În partea consacrată aparaturilor şi elementelor de telemecanică sînt descrise cîteva aparaturi telemecanice: un sistem informaţional telemecanic complex pentru obiecte industriale, un sistem fără contacte pentru obiecte din industria minieră, o aparatură telemecanică pentru sistemul de ventilaţie din mine şi un sistem de telemăsură pentru controlul atmosferei din mine. Sînt de asemenea descrise elemente de telemecanică ca, de exemplu, un convertor de mare precizie pentru conversia tensiunilor scăzute în cod şi un selector de frecvenţă cu bandă de trecere stabilă. Este dată proiectarea elementelor ferită-transistor şi sînt descrise posibilităţi de utilizare în aparaturile telemecanice a diodelor p-n-p-n.

Ultima parte cuprinde, printre altele, lucrări consacrate stadiului şi experienţei utilizării telemecanicii în industria minieră, eficacităţii tehnico-economice a telemecanizării căilor ferate electrificate, telemecanizării transportului urban, aplicării telemecanicii în industria petrolieră, extractivă şi de prelucrare.

Oferind o privire de ansamblu asupra dezvoltării telemecanicii în U.R.S.S., lucrarea prezintă un interes deosebit pentru specialiştii care lucrează în acest domeniu.

*D. Negreanu*

N. A. Kaceanova. **Calculul electric al energosistemelor complexe cu ajutorul maşinilor cifrice de calcul.** Kiev, ed. Tehnika, 1966, 274 p., 64 ref. bibl.

În ultimii an a început să se folosească pe o scară din ce în ce mai largă calculatoarele numerice pentru determinarea regimurilor sistemelor electroenergetice, înlocuindu-se astfel, într-o mare măsură, metodele de curent continuu sau alternativ utilizate în acelaşi scop.

Cartea recenzată prezintă metodologia de calcul al regimului staţionar al sistemului, folosind ecuaţiile tensiunilor la noduri, calculul impedanţelor proprii şi mutuale, precum şi calculul regimului electric pentru fiecare pas de integrare la analiza stabilităţii dinamice. Ea conţine patru capitole şi o anexă.

Primul capitol tratează metodele şi algoritmii de calcul. Se descriu metode operative de calcul al tensiunilor la noduri,

posibilităţile de accelerare a convergenţei procesului, alegerea valorii optime a coeficientului de acceleraţie etc.

Capitolul 2 este consacrat calculului regimului staţionar cu calculatoare numerice. Sînt examinate problemele referitoare la pregătirea datelor, controlul sfîrşitului calculelor, tipărirea rezultatelor, timpul de lucru al calculatorului etc.

Se dau scheme-bloc de programe, precum şi recomandări referitoare la utilizarea programelor prezentate. Ultimul paragraf conţine exemple de calcule efectuate pe calculatorul URAL-2.

Calculul impedanţelor proprii şi mutuale face obiectul capitolului 3. Sînt prezentate metode ca : algoritmul de calcul, pregătirea datelor iniţiale şi tipărirea rezultatelor.

Sînt tratate exemple de calcule, scheme-bloc de programe şi calculul şuntului echivalent în schema echivalentă a sistemului în cazul unui scurtcircuit nesimetric.

În capitolul 4 se face calculul regimului electric pentru fiecare pas la integrarea numerică, pentru studiul stabilităţii dinamice. Anexa conţine programul calculatorului URAL-2 pentru calculul regimului înainte de avarie.

Cartea se adresează inginerilor electroenergetici care se ocupă de calculul marilor sisteme electroenergetice.

*A. Petrescu*

G. V. Venikov. **Dispozitive de calcul ultrarapide.** Moscova, ed. Energhia, 1966, 160 p., 178 ref. bibl.

Problema măririi vitezei de lucru a calculatoarelor numerice constituie o preocupare permanentă pentru inginerii specialişti în tehnica calculului. Orientativ se prevede că în următorii 10—15 ani viteza calculatoarelor va creşte la $10^9$ operaţii pe secundă. Căile de realizare a acestui deziderat impun cercetări în domeniul frecvenţelor radio şi în cel al frecvenţelor din spectrul vizibil.

În cuprinsul celor şase capitole, lucrarea prezintă o serie de probleme referitoare la noile principii fizice constructive ale calculatoarelor numerice şi analogice ultrarapide.

Capitolul 1 este consacrat tendinţelor principale ale desvoltării tehnicii calculului numeric şi perspectivelor de perfecţionare a caracteristicilor elementelor calculatoarelor numerice.

Utilizarea tehnicii frecvenţelor înalte şi ultraînalte pentru construcţia elementelor logice şi de memorie ale calculatoarelor numerice face obiectul capitolului 2.

În capitolul 3 sînt examinate elemente ale calculatoarelor numerice bazate pe fenomene de natură cuantică. Se dau caracteristicile principale ale acestor elemente şi se prezintă tipuri de elemente logice care folosesc generatoare optico-cuantice, elemente de memorie construite cu ajutorul amplificatoarelor şi generatoarelor cuantice, pe baza fenomenelor de natură cuantică în medii gazoase, pe baza proprietăţilor reţelelor cristaline semiconductoare şi pe baza fenomenelor legate de spin.

Capitolul 4 prezintă elemente optice şi optico-electronice ale calculatoarelor numerice. Sînt trecute în revistă posibilităţile de reprezentare a informaţiei binare, canalele de transmitere a informaţiei, schemele logice şi de memorii optico-electronice. De asemenea sînt date o serie de elemente optico-electronice şi magnetico-optice bazate pe efectele Faraday şi Kerr.

Principiile prelucrării informaţiei în sistemele analogice optice, tehnica calculatoarelor analogice optice, dispozitivele de memorie, toate acestea sînt cuprinse în capitolul 5.

Capitolul 6 tratează despre dispozitivele logice pentru prelucrarea paralelă a informaţiei, reprezentate sub formă de „tablouri".

Lucrarea conţine în anexă tabela de adevăr a funcţiilor logice elementare.

Cartea se adresează inginerilor specialişti în domeniul radioelectronicii şi tehnicii calculului.

*A. Petrescu*

E. K. Krug, T. M. Alexandridi, S. N. Dilighenski. **Regulatoare numerice.** Moscova, ed. Energhia, 1966, 504 p.

Reglarea cu mare precizie a unor parametri tehnologici a impus proiectarea şi construirea unor sisteme de reglare bazate pe tehnica numerică de calcul. Dintre dispozitivele numerice de calcul utilizate în industrie, un rol important îl au regulatoarele numerice, care reprezintă maşini de calcul specializate, destinate obţinerii şi prelucrării abaterii mărimii reglate de la mărimea prescrisă.

Lucrarea de faţă cuprinde nouă capitole şi reprezintă prima încercare de sistematizare a problemelor de proiectare şi acordare a sistemelor de reglare cu regulatoare numerice. Astfel sînt analizate preformanţele sistemelor de reglare cu diferite tipuri de regulatoare numerice şi se prezintă soluţiile constructive elaborate în U.R.S.S. şi alte ţări.

În primul capitol, introductiv, se face o analiză a diverselor tipuri de regulatoare, dîndu-se o clasificare după legea de reglare. Pentru fiecare tip de regulator, atît analogic, cît şi numeric, se prezintă dependenţa mărimii de comandă, de eroare, şi se definesc parametrii de acordare. Explicaţiile sînt însoţite de grafice, care ilustrează funcţionarea în cazul aplicării la intrare a unui semnal standard. Primul capitol se încheie cu o analiză a domeniului de utilizare a regulatoarelor numerice.

Capitolul 2 este destinat studiului performanţelor şi metodelor de acordare a sistemelor de reglare cu regulatoare analogice şi numerice. Pentru diferite tipuri de instalaţii tehnologice, cu autoechilibrare şi fără autoechilibrare, se prezintă metodica de acordare a regulatoarelor în vederea asigurării stabilităţii şi performanţelor impuse. Un interes deosebit prezintă analiza sistemelor de reglare cu regulatoare cu legi speciale de reglare.

Schemele structurale ale diferitelor tipuri de regulatoare numerice P, PI, PID în funcţie de tipul elementului de execuţie sînt prezentate în capitolul 3. De asemenea sînt date unele consideraţii teoretice privind precizia obţinerii diverselor componente şi influenţa eşantionării în timp şi în amplitudine.

Descrierea elementelor logice şi de calcul utilizate în regulatoarele numerice şi schemele diferitelor blocuri ale acestora se face în capitolul 4. O atenţie deosebită se acordă metodelor de variere a parametrilor de acordare a regulatoarelor numerice.

Avînd în vedere importanţa preciziei măsurării mărimii reglate sub formă numerică, acestei probleme îi este destinat capitolul 5. Sînt prezentate blocurile analogice de măsură şi diversele tipuri de convertoare analog-numerice utilizate în tehnica reglării numerice. Sînt în mod special analizate metodele de obţinere sub formă numerică a abaterii, însă fără recomandări şi criterii de utilizare în practică. Capitolul se încheie cu o prezentare a maşinilor de calcul specializate, utilizate în controlul şi reglarea parametrilor tehnologici.

În capitolul 6 sînt descrise convertoarele numeric-analogice ca elemente de ieşire ale regulatoarelor numerice şi elementele de execuţie numerice : motoare electrice pas cu pas şi unele dispozitive speciale pneumatice şi hidraulice de acţionare.

În ultimele trei capitole ale lucrării sînt prezentate diverse tipuri de regulatoare numerice. Astfel, în capitolul 7 sînt descrise două tipuri de regulatoare numerice elaborate în U.R.S.S. şi care acoperă toate tipurile de elemente de execuţie. În capitolul 8 sînt descrise principalele tipuri de regulatoare numerice fabricate de diverse firme din alte ţări. În ultimul capitol sînt studiate unele probleme legate de reglarea numerică a mai multor parametri cu un regulator pentru mai multe canale, prezentîndu-se un regulator elaborat de autori.

Lucrarea reflectă preocupările de mai mulţi ani ale colectivului de autori cunoscut prin nenumărate publicaţii în acest domeniu. Cu toate că în lucrare nu sînt prezentate criterii de alegere a soluţiilor constructive, de exemplu cele economice, caracterul original al unor probleme face ca această carte să fie un preţios ajutor pentru cercetătorii în domeniul utilizării tehnicii numerice de calcul în industrie.

*I. C. Nitu*

B. M. Gutkin. **Acţionări electrice de curent continuu, cu tuburi cu gaz.** Moscova-Leningrad, ed. Energhia, 1965, 456 p.

Convertizoarele statice cu dispozitive mutatoare (tuburi) cu gaz au numeroase aplicaţii în cele mai diferite ramuri industriale. Ele sînt folosite pentru acţionarea, comanda şi reglarea motoarelor electrice — în principal de c.c. — în metalurgie, chimie, transporturi etc. Cartea lui B. M. Gutkin constituie o expunere metodică a problemelor a căror cunoaştere este necesară pentru proiectarea şi exploatarea raţională a sistemelor moderne de acţionări electrice reglabile cu tuburi cu gaz.

În capitolul 1 sînt descrise tuburile cu gaz de diferite tipuri şi instalaţiile lor auxiliare : circuite de aprindere şi excitaţie, utilaje de vidare, sisteme de răcire etc. Analiza teoretică a funcţionării agregatelor convertizoare este dezvoltată în capitolul 2. Aci se tratează ecuaţiile circuitelor electrice, caracteristicile de reglaj şi caracteristicile de comandă în cazul principalelor scheme de conectare, funcţionarea reactoarelor de egalizare şi a bobinelor de filtraj.

În capitolul 3 „Aparate şi scheme de comandă şi reglare pe grilă" şi capitolul 4 „Sisteme de comandă simetrică a convertizoarelor" se studiază structura şi ecuaţiile principalelor dispozitive de comandă : cu bobine saturate, cu transformatoare de impulsuri, cu dispozitive semiconductoare. În continuare sînt tratate regulatoarele de fază : de inducţie, cu bobine saturate, cu amplificatoare magnetice, în punte.

Capitolul 5 este intitulat „Scheme de acţionare reglabile, cu motoare de c.c.". Se examinează structura şi caracteristicile sistemelor de reglare prin variaţia tensiunii indusului şi prin variaţia tensiunii inductorului (excitaţia generatoarelor şi motoarelor de c.c.). După ce se prezintă schemele de comandă cu amplificatoare magnetice, tuburi electronice şi dispozitive semiconductoare, se dau indicaţii privind proiectarea sistemelor de acţionare, alegerea dispozitivelor de comandă, determinarea caracteristicilor principale.

Capitolul 6 se referă la caracteristicile energetice ale instalaţiilor de acţionare cu tuburi cu gaz (randament, factor de putere, armonici). În capitolul 7 sînt discutate procesele tranzitorii în circuitele de forţă şi de comandă şi sînt deduse ecuaţiile sistemelor de reglare cu convertizoare reversibile şi nereversibile.

Lucrarea a fost elaborată pe baza experienţei îndelungate a autorului în domeniul instalaţiilor de acţionare cu motoare de c.c. Textul este clar, expus la nivelul inginerului care se ocupă cu cercetarea, concepţia şi proiectarea instalaţiilor complexe. Avem de fapt o prezentare sistematică a unui material destul de vast şi important (avînd în vedere răspîndirea acţionărilor cu tuburi cu gaz în tehnica actuală). De aceea, cartea va fi utilă pentru personalul tehnico-ştiinţific care lucrează în domeniul sistemelor moderne de acţionare electrică cu tuburi cu gaz.

*M. Bubuleac*

**Modelarea şi optimizarea proceselor catalitice.** Lucrările primei conferinţe unionale în domeniul modelării şi optimizării proceselor catalitice, Moscova, ed. Nauka, 1965, 355 p.

În lucrare sînt cuprinse comunicările ştiinţifice de la conferinţa unională în domeniul teoriei şi tehnicii modelării şi optimizării proceselor catalitice.

Reactoarele în care au loc procese catalitice sînt aparate tehnologice deosebit de importante atît în industria chimică organică cît şi anorganică, ele constituind elementul principal al unor linii tehnologice, cum ar fi : linii tehnologice pentru prefabricarea $SO_4H_2$ (aparate de contact), oxidarea etilenei, sinteza amoniacului etc. Utilizînd maşinile de calcul pentru modelarea proceselor se poate trece direct, pe baza rezultatelor cercetărilor de laborator, la proiectarea instalaţiei industriale (trecînd peste faza instalaţiei-pilot), ceea ce prezintă o mare importanţă economică. În afară de aceasta, proiectarea optimală a aparatelor şi instalaţiilor tehnologice constituie un important ajutor în elaborarea sistemelor de automatizare complexă a instalaţiei tehnologice respective.

Lucrarea recenzată cuprinde 36 de articole, din care majoritatea (31 de articole) tratează modul de rezolvare a unor probleme concrete privind modelarea şi optimizarea proceselor catalitice. Spre exemplificare citäm cîteva din problemele tratate în această categorie de articole : optimizarea regimului tehnologic al liniei tehnologice pentru sinteza amoniacului, modelarea procesului de sinteză a spirturilor superioare, folosirea modelului matematic al reactorului pentru sinteza metanolului în automatizarea procesului tehnologic respectiv, despre sensibilitatea regimurilor optimale ale proceselor chimice, utilizarea metodei modelului autoinstruibil pentru descrierea matematică a procesului de transformare a furfurolului în anhidridă maleinică şi altele.

În unele articole sînt tratate aspecte generale ale modelării şi optimizării proceselor specifice industriei chimice. Printre problemele cu caracter general abordate în articolele menţionate remarcăm următoarele : metode de optimizare a proceselor de contact, utilizarea planului fazelor pentru studiul comportării dinamice a unui reactor cu parametrii distribuiţi, utilizarea calculatoarelor analogice pentru identificarea cineticii reacţiilor chimice ale unui proces tehnologic etc.

În lucrare sînt expuse rezultatele cercetărilor efectuate de colective largi, în domeniul modelării şi optimizării proceselor chimice. De aceea, considerăm că articolele respective constituie o expresie a experienţei acumulate de aceste colective în domeniul menţionat, fapt pentru care lucrarea este deosebit de utilă specialiştilor din institutele de cercetare, proiectare şi din producţie, cu preocupări în domeniul automatizării, proiectării şi exploatării instalaţiilor tehnologice industriale.

*M. Tertişco*

M. I. Konstantinovski. **Calculatoare analogice de dimensiuni reduse.** Moscova, ed. Energhia, 1966, 240 p., 92 fig., 21 ref. bibl.

În cele opt capitole pe care le conţine, lucrarea prezintă construcţia dispozitivelor analogice de calcul de mici dimensiuni, folosite în sistemele de reglare automată.

Primul capitol tratează principiile de realizare a operaţiilor matematice elementare, ca : adunarea, scăderea, înmulţirea, împărţirea, reproducerea funcţiilor neliniare, diferenţierea, integrarea şi realizarea unor operaţii logice, cu ajutorul blocurilor funcţionale tipizate.

În capitolul 2 sînt prezentate blocurile fundamentale de bază, realizate cu ajutorul tuburilor electronice, al dispozitivelor semiconductoare şi al elementelor electromecanice.

Problemele referitoare la aducerea dependenţelor matematice iniţiale la o formă comodă soluţionării pe calculator, alcătuirea schemelor funcţionale ale dispozitivului de calcul, calculul factorilor de scară şi al erorilor dispozitivelor de calcul sînt expuse în capitolele 3, 4, 5 şi 6.

Elementele privind siguranţa în funcţionare şi realizarea schemelor redondante de calculatoare fac obiectul capitolelor 7 şi 8.

Lucrarea conţine numeroase scheme şi exemple practice, ceea ce face ca să fie deosebit de utilă inginerilor şi tehnicienilor proiectanţi şi utilizatori ai dispozitivelor de automatizare şi de calcul.

*A. Petrescu*

E. J. Mc Cluskey. **Introducere în teoria circuitelor de comutaţie.** New York, Mc Graw-Hill, 1965, 317 p., 147 fig., 11 ref. bibl.

Acest volum de bază în domeniul sistemelor digitale are drept scop să prezinte inginerilor teoria „clasică" a comutaţiei, insistîndu-se asupra problemelor de importanţă majoră.

Structura cărţii este elaborată pornind de la algoritme şi teorie generală, fără a studia prea mult particularităţile legate de proiectarea circuitelor logice cu elemente anumite.

Volumul cuprinde şapte capitole. Primele două capitole cuprind noţiuni privitoare la circuitele de comutaţie, precum şi la sisteme de numeraţie şi coduri. Sînt prezentate pe scurt, descriindu-se numai principiile de funcţionare, elementele de comutaţie cu relee, tuburi cu vid, transistoare, criotroane şi miezuri magnetice. De asemenea, se introduce aci şi notaţia simbolică utilizată apoi în întreaga lucrare. Prezentarea sistemelor de numeraţie şi a codurilor principale se face foarte succint, insistîndu-se asupra reprezentării geometrice a numerelor binare.

Capitolul 3, „Algebra comutaţiei", prezintă problemele principale ale analizei şi sintezei schemelor combinaţionale, în timp ce capitolul 4 se ocupă de simplificarea funcţiilor de comutaţie. Se explică metoda hărţii lui Veitch şi metoda Quine-Karnaugh, atît pentru scheme cu o singură ieşire, cît şi pentru scheme cu mai multe ieşiri.

În capitolul 5 sînt analizate schemele secvenţiale, utilizîndu-se tabele de tranziţie şi tabele de excitaţii. Apoi sînt descrise unele probleme caracteristice funcţionării schemelor secvenţiale cu impulsuri, precum şi modul de alcătuire şi utilizare al diagramelor de stare pentru schemele secvenţiale sincrone.

Capitolul 6 se ocupă de sinteza circuitelor secvenţiale, folosindu-se tabele de evoluţie, şi simplificarea acestora în cazurile cînd sînt complet sau incomplet determinate.

Capitolul 7 este consacrat studiului aspectelor tranzitorii ale funcţionării circuitelor combinaţionale (hazarduri).

Stilul lucrării este didactic. Rigurozitatea matematică nu este subordonată niciodată aspectelor tehnice. La fiecare capitol este indicată o bibliografie bogată, în afara referinţelor generale date la sfîrşitul cărţii. De asemenea, fiecare capitol este însoţit de numeroase exerciţii şi probleme (peste 100 în întreaga carte), ceea ce face această lucrare deosebit de utilă şi studenţilor cu specialitatea „maşini de calcul".

*Petre Dimo*

G. A. Korn şi T. M. Korn. **Calculatoare electronice analogice şi hibride.** New York, Mc Graw-Hill, 1964, 584 p., 830 fig., 916 ref. bibl.

Utilizarea calculatoarelor analogice în scopuri ştiinţifice şi pentru proiectare are incontestabil avantajul rapidităţii de obţinere a răspunsului într-o formă deosebit de comodă pentru interpretare.

În ultimul timp, adăugarea memoriilor, a programării automate şi a comenzii digitale, precum şi utilizarea circuitelor cu semiconductoare au dus la mărirea vitezei de calcul şi a siguranţei cu două ordine de mărime. Calculul iterativ de mare viteză pe care îl poate efectua un calculator hibrid se dovedeşte deosebit de util în prelucrarea datelor statistice şi în probleme de optimizare. În plus, calculatoarele hibride au posibilitatea de a acţiona direct asupra aparatajului de automatizare în industrie, în telecomunicaţii, în cercetări spaţiale etc.

Autorii cărţii recenzate afirmă că la elaborarea volumului au avut în vedere trei scopuri :

1. să facă o prezentare, pentru cercetători, a ultimelor realizări în domeniul calculatoarelor analogice şi îndeosebi în domeniul analizoarelor diferenţiale iterative ;

2. să descrie metodele moderne de proiectare a dispozitivelor şi sistemelor de calcul analogice şi hibride, indicîndu-se circuitele principale ;

3. să facă cunoscute metodele îmbunătăţite de calcul, mai ales referitoare la optimizări, posibile numai datorită construirii calculatoarelor electronice hibride analog — numerice, ultrarapide.

Lucrarea cuprinde numeroase materiale încă nepublicate. Ea este compusă din 12 capitole, împărţite în patru părţi, şi cuprinde o anexă cu tabele utile.

Partea I, intitulată „Principiile calculatoarelor electronice analogice", are două capitole care tratează despre conceptele de bază ale calculatoarelor electronice analogice. Sînt prezentate elementele principale şi metodele de programare pentru o varietate mare de probleme.

Partea a II-a, „Proiectarea elementelor de bază ale calculatoarelor", are şapte capitole care tratează despre proiectarea amplificatoarelor operaţionale cu tuburi şi transistoare, a limitatoarelor, a generatoarelor de funcţii, a înmulţitoarelor, precum şi a unor circuite analog-numerice speciale etc.

Partea a III-a, „Memorii analogice, calculul hibrid şi proiectarea sistemelor de calcul", cuprinde două capitole deosebit de complete privitoare la modul de stabilire a legăturii ommaşină. De asemenea sînt descrise numeroase tipuri de calculatoare analogice şi hibride.

Partea a IV-a, „Metode avansate de utilizare a calculatoarelor", este constituită dintr-un singur capitol consacrat problemelor de optimizare şi rezolvării de ecuaţii cu derivate parţiale şi integrale.

Cartea conţine un index de autori şi unul de subiecte, şi este după părerea noastră cea mai completă, competentă şi actuală lucrare din domeniul calculatoarelor electronice analogice şi hibride.

*Petre Dimo*

## DOCUMENTARE

Williams, B. J. **Avantajele folosirii transformatei $z$ în compensarea sistemelor de reglare automată.** În : Control, ian 1966, p. 34—37.

În articol se dă o metodă de compensare a sistemelor de reglare automată diferită de cea clasică, pe baza funcţiilor de transfer în $s$, care se pretează foarte bine la o rezolvare cu calculatorul numeric. Se indică de asemenea rezolvarea problemei cu ajutorul calculatorului analogic.

Se arată că folosirea metodei de aproximare a funcţiei continue prin eşantioane dă rezultate satisfăcătoare. Totuşi metoda poate fi o sursă de erori, întrucît un proces complex, cu multe bucle de reglare, produs cu un calculator, poate fi descris incorect în cazul că pauza de eşantionare are loc chiar cînd se cercetează una dintre buclele sistemului. Totuşi cînd sistemul este cunoscut bine, utilizarea transformatei $z$ este avantajoasă. Un avantaj puternic al utilizării acesteia este că sinteza pentru un răspuns dorit al sistemului de reglare se poate face distinct de condiţia obţinerii unui răspuns în frecvenţă satisfăcător.

Se trece apoi la analiza unui exemplu de utilizare a transformatei $z$ în rezolvarea compensării cu un calculator digital.

Rezolvarea problemei pe calculator analogic în impulsuri are avantajul economicităţii faţă de cea pe calculatorul digital. Ideile de bază, aparţinînd lui Glucharoff, sînt ilustrate în exemplul de compensare a unui sistem cu funcţia de transfer :

$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)}.$$

Se dă schema folosită şi graficul răspunsului în timp obţinut cu sistemul, înainte şi după compensare.

Concluzia articolului este recomandarea folosirii transformatei $z$ în compensarea sistemelor automate, datorită simplităţii şi preciziei metodei.

**Reducerea erorii unui convertor analogic-numeric prin reacţie neliniară.** În: Computer design, 5, nr. 7, iul 1966, p. 49.

Precizia unui convertor analogic-numeric obişnuit, liniar, scade la niveluri de semnal scăzute datorită erorii sale inerente de cuantificare. O soluţie care înlătură acest neajuns o reprezintă un convertor analogic-numeric neliniar care măsoară nivelul semnalului de intrare analogic şi reglează continuu sensibilitatea scării indicatorului numeric pentru a obţine o creştere efectivă a preciziei. Neliniaritatea necesară pentru reglarea scării este obţinută printr-un bloc neliniar aşezat pe calea obişnuită de reacţie. Acest bloc neliniar de precizie este format dintr-un amplificator însumator, o sursă de referinţă şi un atenuator numeric. La acest sistem, eroarea exprimată în procente din valoarea indicată este aproape constantă.

T a z a r t e s, J. A. **Declanşarea tiristoarelor cu diode tunel.** În: Electronic design, 14, nr. 17, 19 iul 1966, p. 46—52.

Pentru tiristoarele de puteri scăzute este recomandabilă utilizarea declanşării lor cu diode tunel. În această aplicaţie diodele tunel prezintă o serie de avantaje: proprietăţi compatibile şi complementare, funcţie de aprindere stabilă şi precisă, îmbunătăţirea caracteristicii tiristorului care lucrează pe sarcină inductivă, semnal de declanşare mic, viteză mare, simplitatea circuitului. În articol se dau metode de proiectare grafică şi analitică a unui astfel de sistem. Se analizează în mod special duratele de comutare şi comandă a unei sarcini inductive.

W i r t z, P. J. **Utilizarea unui calculator pentru proiectarea sistemelor de reglare analogice şi numerice.** În: I.E.E.E. trans. on industry and general applications, IGA-2, nr. 4, iul-aug 1966, p. 252—257.

Articolul ilustrează utilizarea unui calculator analogic ca auxiliar la proiectarea unui sistem de reglare cu reacţie, prin realizarea unui model de lucru pe care pot fi executate măsurări de performanţe. Modelul este realizat astfel încît să reproducă cît mai fidel sistemul de reglare real. Sistemul particular descris reprezintă comanda unui motor de curent continuu a cărui viteză este reglată numeric. La construirea modelului, calculatorul analogic este utilizat pentru simularea părţii de comandă a sistemului. Pentru simularea alimentării şi a motorului cu sarcina sa sînt utilizate redresoare comandate combinate cu amplificatoarele operaţionale ale calculatorului, care permit obţinerea unor forme de undă asemănătoare cu cele reale. Modelul complet oferă nu numai caracteristicile de funcţionare care se scontează să se obţină de la sistemul proiectat, ci permite şi explorarea performanţelor obţinute practic.

## Plan tematic şi concurs de inovaţii pe anul 1967

În cadrul Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini se instituie concursul de inovaţii pe perioada 1.01.1967—31.12.1967.

Faţă de anii precedenţi, în anul 1967 concursul se va desfăşura în condiţii deosebite, şi anume:

— În instrucţiunile de concurs se introduce grupa a V-a care cuprinde institutele de proiectări şi cercetări din cadrul M.I.C.M.

— În afara premiilor ce se vor acorda întreprinderilor şi institutelor clasate pe primele trei locuri, se vor premia inovatorii care vor rezolva teme din planul tematic de inovaţii al ministerului.

Pentru fiecare temă în parte se va acorda — în afara recompensei — un premiu echivalent cu cota fixă indicată în tabela de calcul prevăzută la art. 13, al. a, din Regulamentul de inovaţii şi care va fi în funcţie de economiile antecalculate ce vor rezulta prin aplicarea inovaţiei.

Premiul urmează a se achita o dată cu plata recompensei — rata I-a, ce se va stabili la aplicarea inovaţiei respective.

— Pentru temele ce se vor rezolva pînă la 30.06.1967 (în semestrul I) se acordă un spor de 20% la premiul respectiv.

Instrucţiunile pentru desfăşurarea şi încheierea concursului de inovaţii pe anul 1967 rămîn valabile cele din 1964 (în care se introduce grupa institute).

O dată cu lansarea planului tematic şi a concursului de inovaţii, ministerul trasează sarcină întreprinderilor subordonate ca activitatea de invenţii şi inovaţii să fie orientată asupra următoarelor direcţii principale:

1. Reducerea consumului de materiale îndeosebi a metalului feros şi neferos, în formă de laminate şi turnate, prin:
— modificarea constructivă a pieselor şi subansamblelor componente ale produselor;
— micşorarea adaoselor de debitare prin utilizarea diferitelor metode (dispozitive de tăiere combinate, şabloane etc.).

2. Folosirea intensivă a capacităţilor de producţie, prin:
— mărirea randamentului maşinilor şi instalaţiilor tehnologice existente;
— reducerea timpilor auxiliari şi perfecţionarea organizării locurilor de muncă;
— metode de organizare ştiinţifică a producţiei (planificare operativă);
— automatizarea proceselor de prelucrări mecanice;
— scurtarea ciclurilor de montaj prin mecanizarea locurilor de muncă;
— mecanizarea transporturilor, mecanizarea operaţiilor de înregistrare şi prelucrarea informaţiilor producţiei.

3. Ridicarea nivelului calitativ al producţiei, prin:
— elaborarea de procedee tehnologice noi în sectoarele calde prin mărirea preciziei dimensiunilor pieselor şi reducerea rebutului;
— tehnologii moderne de control de calitate (control în mers, dispozitive de control, standuri de probe etc.).

4. Scurtarea ciclurilor de asimilare a produselor noi, prin:
— soluţii constructive originale de înalt nivel tehnic, adaptate cît mai bine la posibilităţile tehnologice ale uzinelor;
— metode noi de verificare în laborator şi pe standuri de probe a produselor noi.

5. Reducerea importului de materiale şi semifabricate necesare producţiei.

6. Reducerea importului de utilaje şi instalaţii tehnologice prin folosirea concepţiei proprii şi a posibilităţilor de autoutilare.

7. Îmbunătăţirea condiţiilor de protecţie a muncii, prin:
— dispozitive de protecţie la locurile care prezintă pericol;
— soluţii noi de ventilaţie, iluminat etc.

### Temele din planul tematic

### SECTORUL DE MAŞINI ELECTRICE, ECHIPAMENT ELECTRIC, AUTOMATIZĂRI ŞI ELECTRONICĂ

1. Metodă industrială pentru detectarea scurtcircuitelor între spire la bobinajele statorilor motoarelor electrice. Metodele folosite în prezent nu sînt productive. Se urmăreşte ca metoda să fie expeditivă şi să dea rezultate precise. Interesează Uzina de maşini electrice — Bucureşti, Uz. Electroputere — Craiova, I. Electroprecizia şi I. Electromotor — Timişoara.

2. Procedeu şi aparat electric pentru măsurarea întrefierului la maşinile electrice, în special pentru locurile greu accesibile. În prezent, măsurarea se face improvizat şi cu

rezultate incerte. Procedeul trebuie să fie simplu şi rezultatele măsurărilor să fie exacte. Interesează Uzina de maşini electrice — Bucureşti, Uz. Electroputere — Craiova, I. Electroprecizia şi I. Electromotor — Timişoara.

3. Dispozitiv automat (electronic) pentru numărarea tolelor la operaţia de împachetare a polilor, statorilor şi rotorilor de la maşinile electrice, precum şi pentru alte piese mecanice. În prezent această operaţie se face prin metode puţin productive. Se urmăreşte ca dispozitivul de numărare să fie de productivitate mare şi exact. Interesează Uz. de maşini electrice — Bucureşti, Uz. Electroputere — Craiova, I. Electromotor — Timişoara, Uz. nr. 2 — Braşov, Uzina de vagoane — Arad, Fabrica de scule — Rîşnov.

4. Metodă şi aparat pentru măsurarea scînteierilor la periile agregatelor de la LDE şi alte motoare de c.c. În prezent această operaţie se face prin apreciere. Se urmăresc eliminarea subiectivităţii, mărirea preciziei şi îmbunătăţirea protecţiei şi tehnicii securităţii muncii. Interesează Uz. de maşini electrice Bucureşti, Uz. Electroputere — Craiova, I. Electroprecizia şi I. Electromotor — Timişoara.

5. Mecanizarea îndreptării lamelelor de colector de la maşinile electrice. Metoda folosită pînă în prezent este puţin productivă. Se urmăresc mărirea productivităţii şi obţinerea unor lamele de calitate superioară. Interesează Uz. de maşini electrice — Bucureşti, Uz. Electroputere — Craiova, I. Electroprecizia — Săcele, I. Electromotor — Timişoara.

6. Obţinerea unui chit pentru fixarea soclurilor la lămpi cu regim termic de funcţionare peste 300°C. În prezent se foloseşte chitul silicon, care nu dă rezultate corespunzătoare din punct de vedere calitativ. Se urmăreşte îmbunătăţirea calităţii. Interesează I. Electrofar.

7. Dispozitiv electronic de protecţia muncii adaptabil la presele mecanice şi alte maşini similare în cazul cînd se lucrează cu scule deschise. În prezent se folosesc diferite sisteme cu rezultate slabe. Se urmăreşte asigurarea protecţiei muncii. Interesează I. Electromagnetica, I. Electrobanat — Timişoara şi Uzina de vagoane — Arad.

8. Dispozitiv de asamblare automată sau semiautomată pentru montarea prin capse, borne şi nituri. În prezent aceste operaţii se execută prin metode neproductive. Se urmăresc creşterea productivităţii muncii şi îmbunătăţirea calităţii. Interesează I. Electroaparataj, Uz. Electronica şi Uz. Electromagnetica.

9. Metodă nedistructivă şi operativă pentru determinarea gradului de policondensare la piesele din materiale termorigide. În prezent verificarea se face (în mod subiectiv) prin spargere (distrugerea piesei). Se urmăreşte asigurarea unui control în masă operativ. Interesează I. Electroaparataj.

10. Dispozitiv pentru determinarea coeficientului de conductibilitate termică a materialelor izolante solide pe epruvete mici. Aparatele şi dispozitivele existente necesită epruvete de dimensiuni mari, în general greu de obţinut în laborator. Interesează I.C.P.E.

11. Metodă industrială pentru determinarea grosimii straturilor de acoperire (vopsire, acoperiri galvanice etc.). Metodele folosite în prezent nu sînt corespunzătoare. Interesează I.C.P.E.

12. Generator-frînă pentru încercat micromotoare cu gamă largă de viteze. Metodele folosite în prezent nu sînt corespunzătoare. Se urmăreşte ca generatorul respectiv să poată fi folosit la bancurile de probă ale micromotoarelor. Interesează I.C.P.E.

13. Frecvenţmetru pentru măsurarea variaţiilor mici ale reţelei ($-1 \pm 1$ Hz). Măsurările efectuate în laborator sînt deseori influenţate de variaţia frecvenţei de la reţea. Se cere realizarea acestui aparat în scopul obţinerii unor măsurări de laborator precise. Interesează I.C.P.E.

14. Sistem de frînare a motoarelor electrice pînă la 5 kW pentru maşinile-unelte cu comandă electrică. Sistemele folosite prezintă dificultăţi de funcţionare. Se cere ca sistemul să fie uşor adaptabil la motoarele existente şi poate să fie electric, electromagnetic, cu sau fără blocare. Interesează I.C.T.C.M. — Bucureşti.

**Siguranţă absolută în funcţionare într-o gamă largă de puteri**

- de la cîţiva kilowaţi pînă la zeci de megawaţi
- pentru voltaje mergînd pînă la sute de volţi
- pentru curenţi de la cîţiva zeci de amperi pînă la sute de kiloamperi

**Supape de redresare cu siliciu VK produse de ČKD—Praga**

pentru panouri de redresare cu siliciu cu un domeniu mare de aplicaţii în transporturi şi în industrie

exportate de

STROJEXPORT

cutia poştală 662
PRAGA — CEHOSLOVACIA


MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA 1863

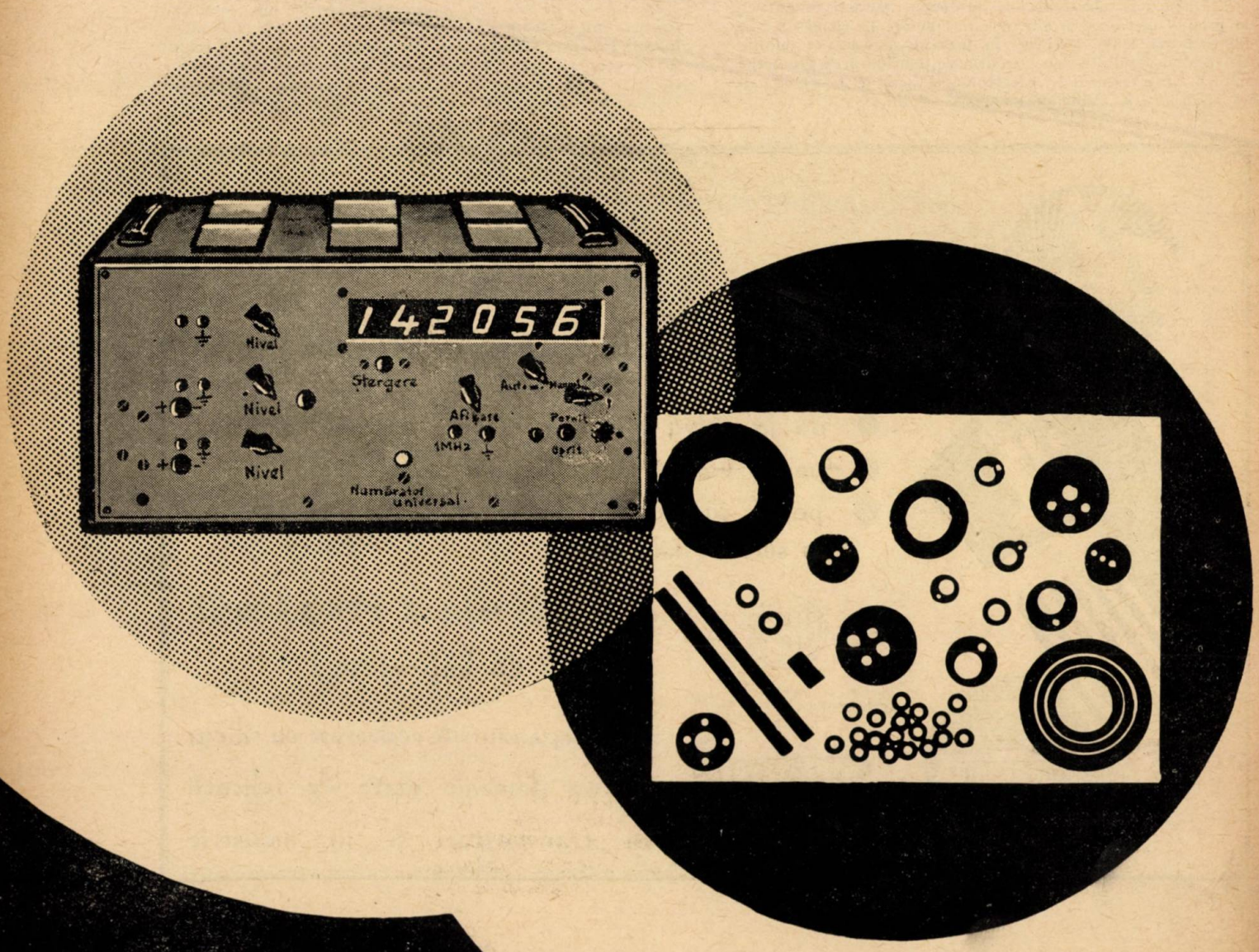
# ICE INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

## BULEVARDUL KALININ NR. 18, BUCUREŞTI

Institutul de Cercetări Electronice din Bucureşti, B-dul Kalinin 18, telefon 12.03.55, primeşte comenzi de cercetare de aparate, instalaţii şi materiale electronice cu utilizări în laboratoare şi în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, metode şi prototipuri pentru următoarele instalaţii electronice:

- aparate electronice universale şi speciale pentru măsurarea mărimilor electrice şi neelectrice;
- instalaţii electronice pentru tratamente termice şi defectoscopie:
- aparate şi instalaţii electronice medicale pentru diagnostic, tratamente şi proteze;
- materiale magnetice şi dielectrice, şi piese din ferite pentru radiocomunicaţii şi automatică.



# Oscilografe

Aparatele noastre de măsură bine verificate pentru cercetarea procedeelor de oscilaţie mecanice, acustice şi electrice:

Oscilografe cu spot luminos pentru frecvenţe de măsură 0—15 000 Hz şi viteze de scris peste 10 000 m/s:

OSCILLOMAT U pentru max. 36 măsurări, pe masă metalică carosabilă, cu automat de developare montat în suportul mesei

OSCILLOMAT E pentru max. 18 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

Oscilografe cu spot luminos pentru frecvenţe de măsură 0—15 000 Hz şi viteze de scris pînă la 2 000 m/s:

OSCILLOFIL S pentru max. 36 măsurări (aparat portativ)

OSCILLOFIL E pentru max. 18 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

OSCILLOPORT E pentru max. 12 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

Oscilografe cu jet lichid pentru frecvenţe de măsură 0—800 Hz şi viteză de scris pînă la 60 m/s:

OSCILLOMINK U pentru max. 16 măsurări (aparat portativ)

OSCILLOMINK S pentru max. 8 măsurări (aparat portativ)

OSCILLOMINK E pentru max. 6 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

Oscilograful cu spot luminos de înaltă capacitate OSCILLOMAT E (fig.) are trei galvanometre uşor interschimbabile pentru oscilatoare de buclă şi de bobină, cum şi pentru oscilatoare de capacitate. Procedeele de oscilaţie pot fi înregistrate în scris direct UV şi în scris negru pe alb de contrast puternic (developare umedă).

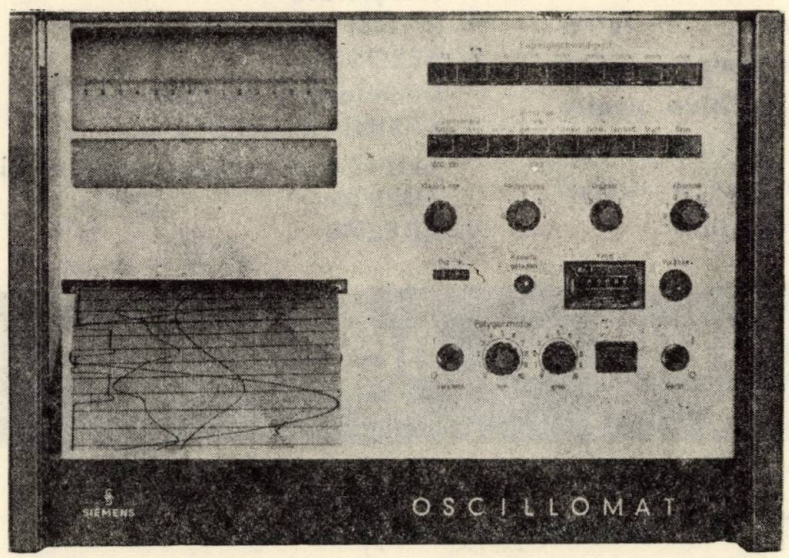
Viteza hîrtiei este reglabilă între 3,6 şi 15 m/s.

Angrenajul de comutare cu butoane poate fi manipulat de la distanţă.

Pentru observarea desfăşurării curbelor înaintea şi în cursul înregistrării servesc o oglindă poligonală şi o sticlă mată.

Linii pentru ordonate de timp, linii de relaţie pentru amplitudine, marcarea canalelor, cum şi numerotarea lor uşurează folosirea curbelor.

Tensiune: 220 V, 50 Hz.




SIEMENS

**Universalitate tehnică**

În Intreprinderile SIEMENS lucrează 257 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicaţiilor, al tehnicii de înaltă tensiune şi al tehnicii de măsurare şi reglare, de la producţia de transistoare pînă la construcţia de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic. Cercetătorii şi inginerii noştri se străduiesc în continuu să folosească în toate sectoarele atît rezultatele cele mai noi ale cercetării, cît şi rezultatele practice obţinute într-un sector anumit.

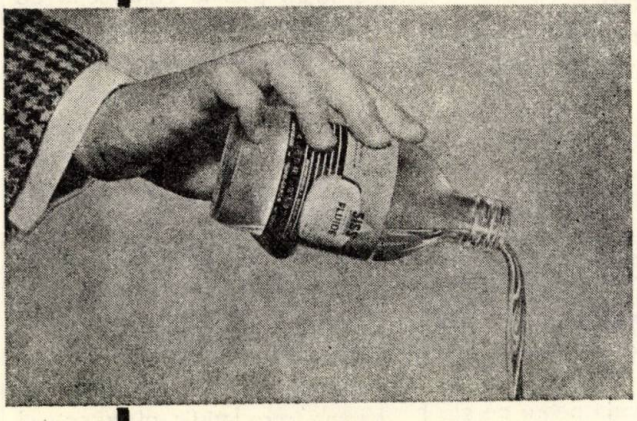
Această universalitate a Intreprinderilor SIEMENS în întregul domeniu al electrotehnicii — un semn caracteristic al succesului lor — este de un deosebit folos fiecărui client al nostru: fiecare instalaţie construită de noi, fiecare aparat produs în uzinele noastre conţine rezultatul tuturor experienţelor strînse şi valorificate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală.

Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acţionări speciale, dacă aveţi intenţia să construiţi o centrală de forţă, să automatizaţi o fabrică de laminate sau să măriţi o reţea de telecomunicaţie, adică oriunde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziţie în Intreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificaţi.

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
Wernerwerk für Messtechnik,
**7500 Karlsruhe West**
Republica Federală a Germaniei

# De la siliciu ...

**Stabilitate termică • Inerţie chimică • Putere de hidrofugare • Neamestec cu materiile organice • Slabă tensiune superficială • Excelente proprietăţi electrice**



# la siliconi

1. **EMULSII**
   **Demulare • Hidrofugare**
2. **GRĂSIMI ŞI COMPOUNDURI**
   **Lubrificare • Etanşeitate • Demulare**
3. **ULEIURI**
   **Cosmetice • Produse de întreţinere • Aditive pentru culori • Lubrificare • Aditive pentru poliuretani • Uleiuri pentru pompe de difuziune • Uleiuri hidraulice • Demulare**
4. **CAUCIUCURI LA CALD**
   **Mulare • Extruziune • Ungere • Manşonare • Manşonare de cabluri**
5. **CAUCIUCURI LA RECE**
   **Confecţionare de forme • Manşonare • Ungere • Lipire • Etanşeitate**
6. **ANTISPUMANTE**
7. **AEROSOLI**
   **Demulare • Antispumante**
8. **RĂŞINI ŞI LACURI**
   **Culori • Hidrofugare • Izolări electrice**
9. **ADEZIVI**

SISS
SILICONES

**SOCIETE INDUSTRIELLE DES SILICONES**

10, Avenue Franklin D. Roosevelt - PARIS 8e - Tél. : 359-27-22 - Adr. Tél. INDUSILI - Télex : SOPEGO PARIS 27995 SISS

**Pentru toate problemele consultaţi-ne prin:**

CHIMIMPORT — CP 525 — BUCUREŞTI — Telefon 16.06.36

PETROLEXPORT — Bul. Gh. Gheorghiu-Dej, 42 — BUCUREŞTI — Telefon 16.28.55

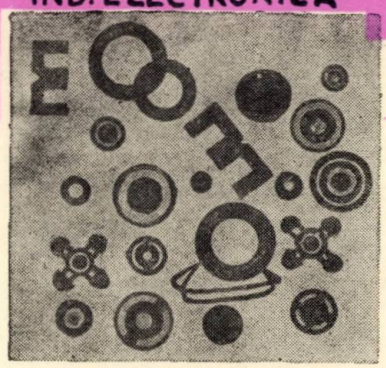
Aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice

Aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic tratamente și proteze

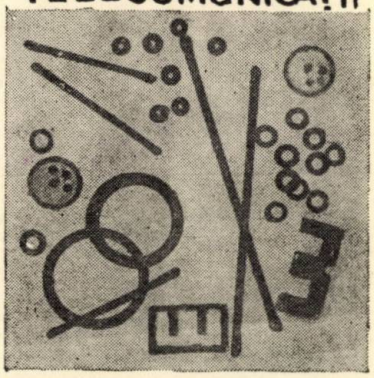
Instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie

Materiale magnetice și dielectrice - și piese din ferite pentru:

IND. ELECTRONICĂ



TELECOMUNICAȚII



# ICE

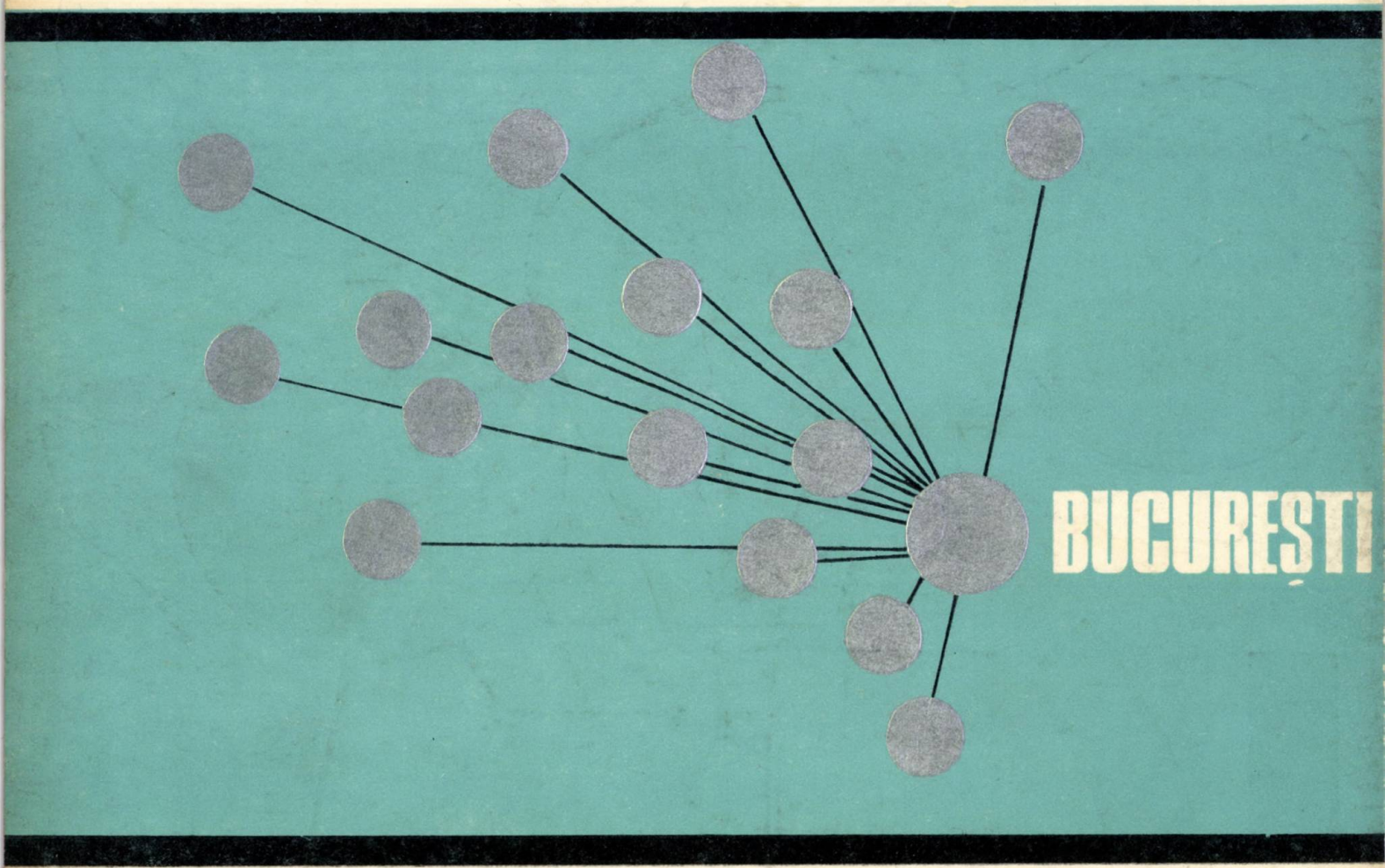
## INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

BUCUREȘTI, Bd. KALININ 18, Tel. 120355

1967 JUL 1 0

**N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1967. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À**

**CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,**




**soit aux entreprises suivantes:**

**BULGARIE**
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

**TCHÉCOSLOVAQUIE**
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

**R. D. ALLEMANDE**
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

**POLOGNE**
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

**U.R.S.S.**
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

**GRANDE BRETAGNE**
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

**AUTRICHE**
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

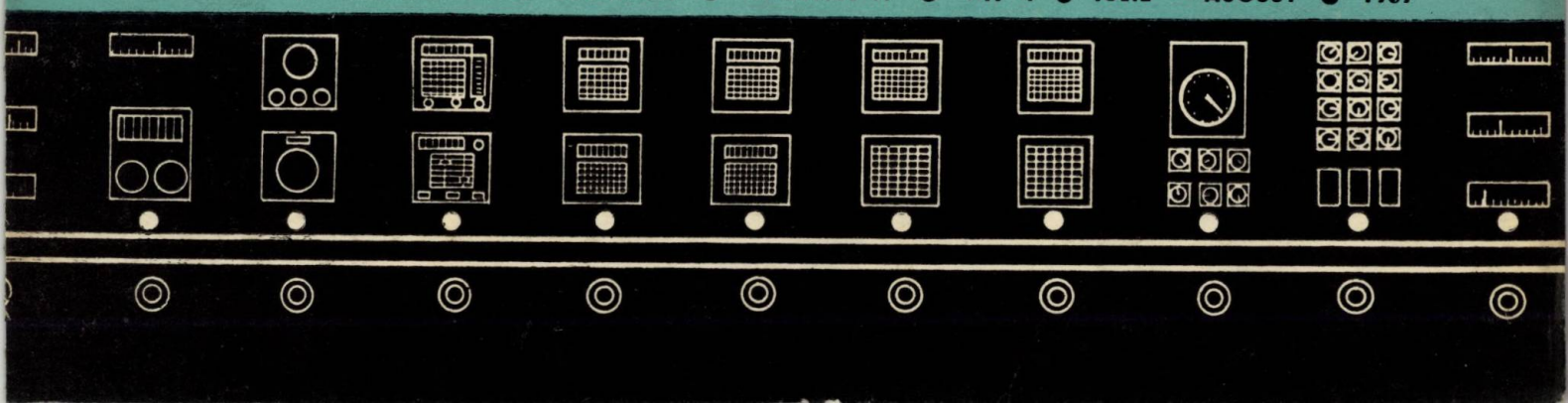
**FRANCE**
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E2551

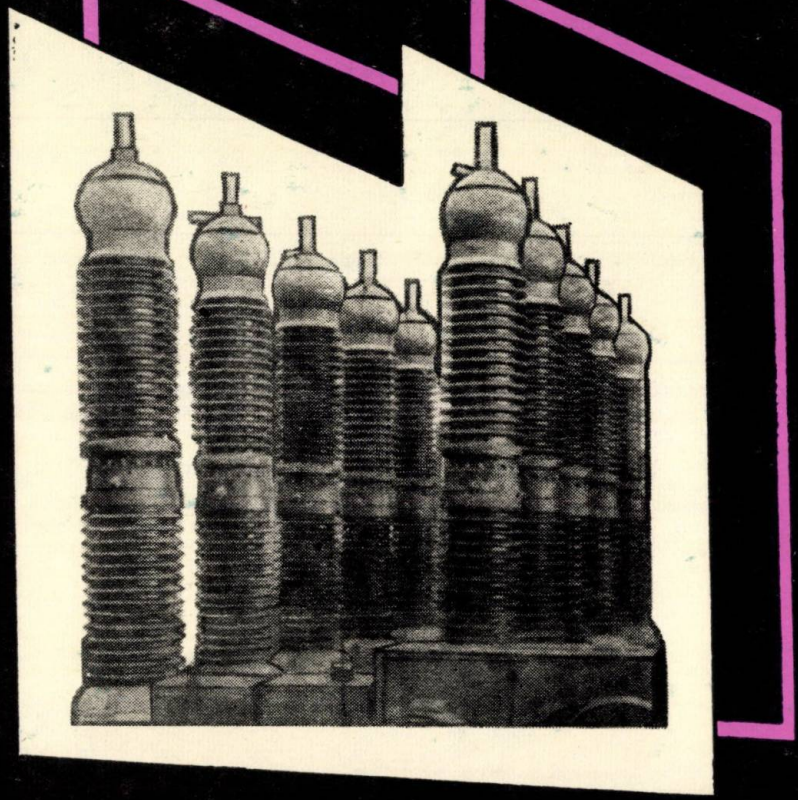
# AUTOMATICA și ELECTRONICA

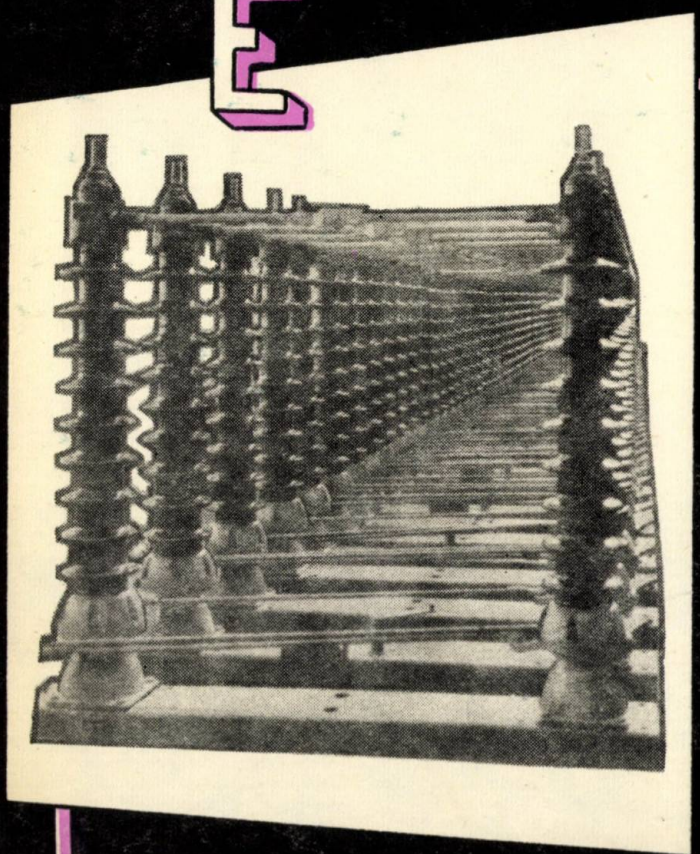
4

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 11 • Nr. 4 • IULIE — AUGUST • 1967



# UZINE ELECTROPUTERE CRAIOVA





PENTRU ECHIPAREA SISTEMELOR ENERGETICE

## APARATE ELECTRICE DE INALTA TENSIUNE

**6-220 kV**

- SEPARATOARE
- INTRERUPTOARE
- SIGURANTE FUZIBILE
- DESCARCATOARE CU FIBRA
- TRANSFORMATOARE DE MASURA
- CELULE PREFABRICATE COMPLET UTILATE PENTRU DIFERITE SCOPURI

MŰSZAKI KÖNYVTÁR
DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY
1963

# AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 11 (1967), nr. 4 (iulie—august), p. 137 — 194

## CUPRINS

*Penescu, C.* :

**Editorial**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967.

---

CZ 621.35—52/55.001.5 (498)

*Tunsoiu, Gh.* :

**Stadiul actual şi perspectivele cercetării proprii în domeniul acţionărilor electrice reglabile.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 137—138

---

CZ 621.35—523 : 681.325.023

*Weinrich, G.* :

**Aspecte ale proiectării acţionărilor electrice reglate cu sisteme unificate.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 139—149

---

CZ 621.35—532 : 681.325.023 : 621.944

*Tudor, V., Weinrich, G., Landau, I. D.* şi *Bugariu, M.* :

**Utilizarea sistemului de reglare UNIDIN la acţionarea electrică a transfercarelor de la laminorul bluming 1000—Hunedoara.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 150—152

---

CZ 621.35—53 : 621.313.2 : 621.375.3 : 621.941

*Mihordea, P.* :

**Reglarea turaţiei şi vitezei periferice a tăierii la strunguri carusel acţionate prin motor de curent continuu cu alimentarea indusului prin amplificator magnetic.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 152—155

---

CZ 621.35 : 621.313.2 : 621.382.2

*Anastasiu, S., Ionescu, T.* şi *Wilheim, G.* :

**Acţionări cu motoare de curent continuu alimentate prin tiristoare.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 156—159

---

CZ 621.35—52 : 621.9

*Predoi, A.* :

**Perspectiva acţionărilor automate în domeniul maşinilor-unelte.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 160—163

---

CZ 621.313.333.1—531.6 : 621.314.57

*Vărzaru, Em., Emanoil, D.* şi *Gavăt, C.* :

**Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu inele colectoare prin cascadă subsincronă cu mutatoare.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 163—169

---

CZ 621.313.333.2—531.6 : 621.382.2

*Landau, I. D., Gavăt, Şt.* şi *Felea, M.* :

**Scheme de reglare a vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit alimentate prin convertizoare cu tiristoare (CONTISIN).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 169—173

---

CZ 62—531.4 : 681.34

*Basarab, Ş., Constantinescu, V., Stuparu, A.* şi *Procopovici, E.* :

**Echipament de reglare analogică-numerică pentru poziţionarea şurubului de presare.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 174—177

---

CZ 621.35—503.53.088

*Anastasiu, S., Landau, I. D., Ionescu, T., Grossu, A.* şi *Gavăt, Şt.* :

**Reglarea autoadaptivă a acţionărilor electrice.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 177—182

---

CZ 621.35—52/53 : 681.3.056

*Mihordea, P.* :

**Sincronizarea vitezei şi poziţiei acţionărilor electrice cu ajutorul regulatoarelor UNIDIN.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 183—184

---

CZ 621.35—531.003

*Anastasiu, S.* şi *Wilheim, G.* :

**Consideraţii tehnico-economice asupra diferitelor tipuri de acţionări reglabile.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 184—188

---

CZ 621.35—53 : 621.313.1

*Vărzaru, Em.* şi *Emanoil, D.* :

**Acţionări reglabile cu amplificatoare magnetice pentru motoare de mică putere.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 188—190

---

CZ 621.316.7—503.51.088

*Weinrich, G.* :

**O metodă practică de acordare a regulatoarelor UNIDIN.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, iul-aug 1967, p. 190—192

# СОДЕРЖАНИЕ


*Пенеску, К.:*

**Передовая.**

Automatica şi Electronica 11, № 4, июль – август 1967.

---

ДК 621.35 – 52/55.001.5 (498)

*Тунсоиу, Г.:*

**Актуальная стадия и перспективы исследований в области регулируемых электрических приводов.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 137 – 138

---

ДК 621.35 – 523 : 681.325.023

*Вейнрих, Г.:*

**Аспекты проектирования электрических приводов, регулируемых унифицированными системами.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 139 – 149

---

ДК 621.35 – 532 : 681.325.023.621.944

*Тудор, В., Вейнрих, Г., Ландау, И. Д.* и *Бугариу, М.:*

**Применение регулирующих систем УНИДИН при электрическом приводе трансферкаров на прокатных станах блюминг — 1000 — Хунедоара.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 150 – 152

---

ДК 621.35 – 53 : 621.313.2 : 621.375.3 : 621.941

*Михордя, П.:*

**Регулирование оборотов и окружной скорости резки на карусельных станках, приводимых в действие от двигателя постоянного тока с питанием якоря через магнитный усилитель.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 152 – 155

---

ДК 621.35 : 621.313.2 : 621.382.2

*Анастасиу, С., Ионеску, Т.* и *Вильхейм, Г.:*

**Приводы от двигателя постоянного тока, питаемые по средством тиристоров.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 156 – 159

---

ДК 621.35 – 52 : 621.9

*Предой, А.:*

**Перспектива автоматических приводов в области станков.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 160 – 163

---

ДК 621.313.333.1 – 531.6 : 621.314.57

*Вэрзару, Ем., Еманоил, Д.* и *Гавэт, К.:*

**Регулирование скорости асинхронных двигателей с контактными кольцами посредством подсинхронной каскады с преобразователями.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 163 – 169

---

ДК 621.313.333.2 – 531.6 : 621.382.2

*Ландау, И. Д., Гавэт, Шт.* и *Феля, М.:*

**Схемы регулирования скорости асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором при помощи преобразователей с тиристорами (CONTISIN).**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 169 – 173

---

ДК 62 – 531.4 : 681.34

*Басараб, С., Константинеску, В., Ступару, А.* и *Прокопович, Е.:*

**Устройство аналогично-численной регулировки нажимного винта.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967 СТР. 174 – 177

ДК 621.35 – 503.53.088

*Анастасиу, С., Ландау, И. Д., Ионеску, Т., Гроссу, А.* и *Гавэт, Шт.:*

**Автоадаптивная регулировка электрических проводов.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 177 – 182

---

ДК 621.35 – 52/53 : 681.3.056

*Михордя, П.:*

**Синхронизация скорости и положения электрических приводов при помощи регуляторов УНИДИН.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 183 – 184

---

ДК 621.35 – 531.003

*Анастасиу, С.* и *Вильхейм, Г.:*

**Технико-экономические соображения относительно различных типов регулируемых приводов.**

Automatica şi Electronica 11 №. 4, июль – август 1967, СТР. 184 – 188

---

ДК 621.35 – 53 : 621.313.1

*Вэрзару, Ем.* и *Еманоил, Д.:*

**Приводы, регулируемые магнитными усилителями для маломощных двигателей.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 188 – 190

---

ДК 621.316.7 – 503.51.088

*Вейнрих, Г.:*

**Практический метод настойки регуляторов УНИДИН.**

Automatica şi Electronica 11, №. 4, июль – август 1967, СТР. 190 – 192


---

# INHALTSVERZEICHNIS


*Penescu, C.:*

**Vorwort.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967.

---

DK 621.35 – 52/55.001.5 (498)

*Tunsoiu, Gh.:*

**Der jetzige Stand und die Aussichten der Selbstforschung auf dem Gebiet des regelbaren elektrischen Antriebes.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 137 – 138

---

DK 621.35 – 523 : 681.325.023

*Weinrich, G.:*

**Gesichtspunkte bzgl. Entwurf von regelbaren elektrischen Antrieben mit Einheitssystemen.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 139 – 149

---

DK 621.35 – 532 : 681.325.023 : 621.944

*Tudor, V., Weinrich, G., Landau, I. D.* und *Bugariu, M.:*

**Die Anwendung des Regelsystems UNIDIN beim elektrischen Betrieb der Transformatoren von Bluming-Walzenantrieb Hunedoara.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 150 – 152

---

DK 621.35 – 53 : 621.313.2 : 621.375.3 : 621.941

*Mihordea, P.:*

**Die Regelung der Drehzahl und der Umfangsgeschwindigkeit beim Drehen der Karusseldrehbänke, die von Gleichstrommotoren angetrieben werden, deren Anker ihrerseits durch magnetische Verstärker gespeist werden.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 152 – 155

DK 621.35 : 621.313.2 : 621.382.2

*Anastasiu, S., Ionescu, T.* und *Wilheim, G.* :

**Antriebe durch Gleichstrommotoren, die über Thyristoren gespeist werden.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 156–159

---

DK 621.35–52 : 621.9

*Predoi, A.* :

**Die Aussichten der automatischen Antriebe von Werkzeugmaschinen.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 160–163

---

DK 621.313.333.1–531.6 : 621.314.57

*Vărzaru, Em., Emanoil, D.* und *Gavăt, C.* :

**Drehzahlregelung von Asynchronmotoren mit Schleifringen durch die untersynchrone Kaskade mit Stromrichtern.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 163–169

---

DK 621.313.333.2–531.6 : 621.382.2

*Landau, I. D., Gavăt, St.* und *Felea, M.* :

**Regelungsschemas der Geschwindigkeit von Kurzschlussasynchronmotoren, die durch Thyristorengleichrichter (CONTISIN) gespeist werden.**

Automatica şi Electronica 11, Juli-Aug. 1967, S. 169–173

---

DK 62–531.4 : 681.34

*Basarab, Ş., Constantinescu, V., Stuparu, A.* und *Procopovici, E.* :

**Analog-numerische Regelausrüstung zur Stellung der Druckschraube.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 174–177

---

DK 621.35–503.53.088

*Anastasiu, S., Landau, I. D., Ionescu, T., Grossu, A.* und *Gavăt, Şt.* :

**Selbstregelung der elektrischen Antriebe.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 177–182

---

DK 621.35–52/53 : 681.3.056

*Mihordea, P.* :

**Die Synchronisierung der Geschwindigkeit und der Stellung elektrischer Antriebe mit Hilfe der UNIDIN — Regler.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 183–184

---

DK 621.35–531.003

*Anastasiu, S.* und *Wilheim, G.* :

**Technisch-wirtschaftliche Betrachtungen bzgl. der verschiedenen Typen der regelbaren Antriebe.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 184–188

---

DK 621.35–53 : 621.313.1

*Vărzaru, Em.* und *Emanoil, D.* :

**Regelantriebe mit Magnetverstärkern für Motoren kleiner Leistung.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Juli-Aug. 1967, S. 188–190

---

DK 621.316.7–503.51.088

*Weinrich, G.* :

**Eine praktische Methode zur Abstimmung der UNIDIN — — Regler.**

Automatica şi Electronica 11, H. 4, Jui-Aug. 1967, S. 190–192

# SOMMAIRE


*Penescu, C.* :

**Éditorial.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967,

---

CD 621.35–52/55.001.5 (498)

*Tunsoiu, Gh.* :

**L'état actuel et les perspectives de la recherche propre dans le domaine des commandes électriques réglables.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 137–138

---

CD 621.35–523 : 681.325.023

*Weinrich, G.* :

**Aspects de l'établissement du projet des commandes électriques réglables à systèmes unifiés.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 139–149

---

CD 621.35–532 : 681.325.023 : 621.944

*Tudor, V., Weinrich, G., Landau, I. D.* et *Bugariu, M.* :

**L'utilisation du système de réglage UNIDIN à la commande électrique des transferears du laminoir blooming 1000 Hunedoara.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 150–152

---

CD 621.35–53 : 621.313.2 : 621.375.3 : 621.941

*Mihordea, P.* :

**Le réglage du nombre de tours et de la vitesse périphérique du découpage des tours à plateau horizontal commandés par un moteur à courant continu, l'alimentation de l'induit étant assurée par un amplificateur magnétique.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 152–155

---

CD 621.35 : 621.313.2 : 621.382.2

*Anastasiu, S., Ionescu, T.* et *Wilheim, G.* :

**Commandes à moteurs à courant continu alimentés par des thyristors.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 156–159

---

CD 621.35–52 : 621.9

*Predoi, A.* :

**Les perspectives des commandes automatiques dans le domaine des machines-outils.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 160–163

---

CD 621.313.333.1–531.6 : 621.314.57

*Vărzaru, Em., Emanoil, D.* et *Gavăt, C.* :

**Le réglage de la vitesse des moteurs asynchrones à bagues collectrices par cascade sous-synchrone à mutateurs.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 163–169

---

CD 621.313.333.2–531.6 : 621.382.2

*Landau, I. D., Gavăt, St.* et *Felea, M.* :

**Le schéma de réglage de la vitesse des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit, alimentés par des convertisseurs à thyristors (CONTISIN).**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 169–173

---

CD 62–531.4 : 681.34

*Basarab, Ş., Constantinescu, V., Stuparu, A.* et *Procopovici, E.* :

**Équipement de réglage analogique et numérique pour la mise en position de la vis de pression.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, juillet-août 1967, p. 174–177

CD 621.35 – 503.53.088

*Anastasiu, S., Landau, I. D., Ionescu, T., Grossu, A.* et *Gavăt, Şt.* :

**Le réglage autoadaptif des commandes électriques.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 177 – 182

---

CD 621.35 – 52/53 : 681.3.056

*Mihordea, P.* :

**La synchronisation de la vitesse et de la position des commandes électriques à l'aide des régulateurs UNIDIN.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 183 – 184

---

CD 621.35 – 531.003

*Anastasiu, S.* et *Wilheim, G.* :

**Considérations techniques et économiques concernant les différents types de commandes réglables.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 184 – 188

---

CD 621.35 – 53 : 621.313.1

*Vărzaru, Em.* et *Emanoil, D.* :

**Commandes réglables à amplificateurs magnétiques pour les moteurs de petite puissance.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 188 – 190

---

CD 621.316.7 – 503.51.088

*Weinrich, G.* :

**Une méthode pratique d'accordage des régulateurs UNIDIN.**

Automatica şi Electronica 11, no. 4, juillet-août 1967, p. 190 – 192

---

## CONTENTS

*Penescu, C.* :

**Editorial.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967.

---

DC 621.35 – 52/55.001.5 (498)

*Tunsoiu, Gh.* :

**The present stage and prospects of research in the field of adjustable electric drives.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p.137 – 138

---

DC 621.35 – 523 : 681.325.023

*Weinrich, G.* :

**Some aspects concerning the designing of electric drives controlled with unified systems.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 139 – 149

---

DC 621.35 – 532 :681.325.023 : 621.944

*Tudor, V., Weinrich, G. , Landau, I. D.* and *Bugariu, M.* :

**The utilization of the UNIDIN regulating system in the electric drive of transferears from the blooming mill 1000 at Hunedoara.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 150 – 152

---

DC 621.35 – 53 : 621.313.2 : 621.375.3 : 621.941

*Mihordea, P.* :

**Regulating the number of revolutions and peripheric speed of cutting in vertical lathes driven by continuous-current motors with armature feeding by magnetic amplifiers.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 152 – 155

---

DC 621.35 : 621.313.2 : 621.382.2

*Anastasiu, S., Ionescu, T.* and *Wilheim, G.* :

**Continuous-current motor drives fed by tiristors.**

Automatica şi Electronica 11. nr. 4, july-august 1967, p. 156 – 159

---

DC 621.35 – 52 : 621.9

*Predoi, A.* :

**The prospects of automatic drives in the field of machine tools.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 160 – 163

---

DC 621.313.333.1 – 531.6 : 621.314.57

*Vărzaru, Em., Emanoil, D.* and *Gavăt, C.* :

**Regulating the speed of asynchronous motors with slip rings by subsynchronous cascade with reversible rectifiers.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 163 – 169

---

DC 621.313.333.2 – 531.6 : 621.382.2

*Landau, I. D., Gavăt, Şt.* and *Felea, M.* :

**Speed regulating schemes for asynchronous motors with short-circuited rotors fed by tiristorised converters (CONTISIN).**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 169 – 173

---

DC 62 – 531.4 : 681.34

*Basarab, Ş., Constantinescu, V., Stuparu, A.* and *Procopovici, E.* :

**Analogical-digital regulating equipment for the positioning of pressing screws.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 174 – 177

---

DC 621.35 – 503.53.088

*Anastasiu, S., Landau, I. D., Ionescu, T., Grossu, A.* and *Gavăt, Şt.* :

**The self-adaptive regulating of electrical-drives.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 177 – 182

---

DC 621.35 – 52/53 : 681.3.056

*Mihordea, P.* :

**The synchronization of the speed and position of electric drives by means of UNIDIN regulators.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 183 – 184

---

DC 621.35 – 531.003

*Anastasiu, S.* and *Wilheim, G.* :

**Some technical and economic considerations concerning the different types of adjustable drives.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 184 – 188

---

DC 621.35 – 53 : 621.313 1

*Vărzaru, Em.* and *Emanoil, D.* :

**Adjustable drives with magnetic amplifiers for small-power motors.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 188 – 190

---

DC 621.316.7 – 503.51.088

*Weinrich, G.* :

**A practical method for tuning the UNIDIN regulators.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 4, july-august 1967, p. 190 – 192

# Editorial

*Acest număr al revistei este consacrat în întregime acţionărilor electrice reglabile, realizate pe baza cercetărilor şi fabricaţiei de elemente din ţara noastră.*

*Hotărîrea aceasta a fost luată constatîndu-se următoarele:*

*— s-au efectuat în ultimii ani în diferite institute departamentale şi de învăţămînt tehnic superior cercetări pentru realizarea de aparatură unificată destinată automatizării proceselor rapide;*

*— s-a asimilat şi este în fabricaţie curentă această aparatură, cunoscută sub denumirea UNIDIN;*

*— s-au conceput scheme şi ansambluri, dintre care numeroase originale, pentru realizarea automatizării proceselor rapide, folosind sistemul UNIDIN;*

*— s-au aplicat aceste cercetări şi aparate în numeroase instalaţii industriale, obţinîndu-se rezultate bune din punct de vedere al performanţelor şi al întreţinerii, verificate în numeroase cazuri printr-o exploatare îndelungată.*

*Cercetările şi fabricaţia proprie din acest domeniu au dus deci, în decurs de cîţiva ani, la importante realizări care situează ţara noastră, în ce priveşte aparatura şi concepţiile de automatizare pentru acţionări electrice reglabile, la un nivel tehnic ridicat.*

*Articolele publicate în numărul de faţă servesc, în afară de prezentarea cercetărilor şi lucrărilor efectuate, şi ca material documentar pentru cercetătorii şi proiectanţii din această specialitate.*

Prof. C. PENESCU
Membru corespondent al Academiei
Republicii Socialiste România

# Sistemul de reglare unificat UNIDIN [1]

Acest sistem de reglare unificat este utilizat pentru automatizarea acţionărilor electrice cu motoare de c. c. sau c. a. El este realizat pe baza următoarelor principii generale:

— tipizarea elementelor componente după funcţiuni;

— tipizarea elementelor constructive pe baza unei concepţii constructive unitare, pe principiul modular;

Aparatura UNIDIN poate funcţiona la o temperatură a mediului + 10 . . . + 50°C; în unele cazuri aceste limite sînt + 5 . . . + 50°C sau — 10 . . . + 50°C. Alimentarea se face cu o tensiune de c. a. cu variaţii de + 10% . . . . . —15%. Semnalele unificate sînt tensiuni.

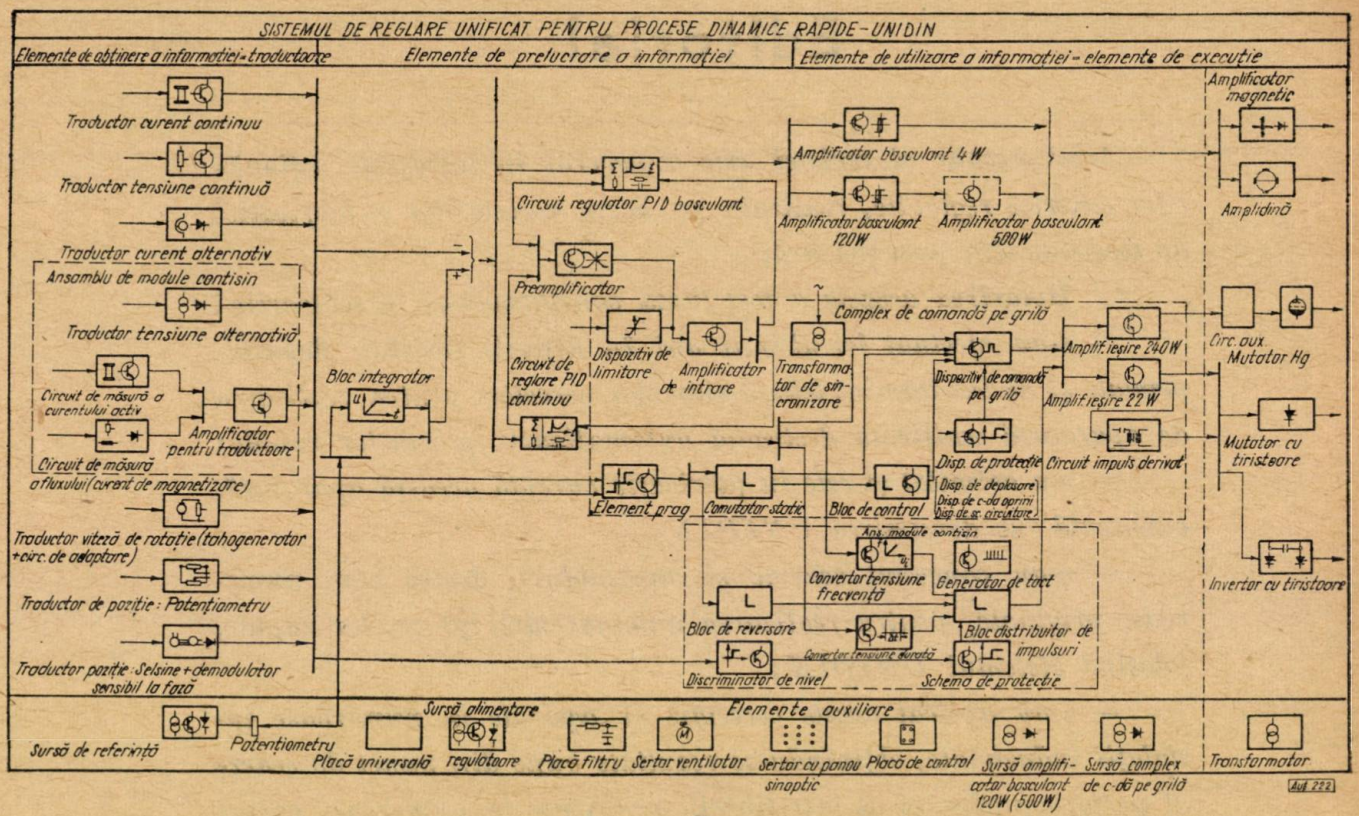



Fig. 1

— reglarea prin regulatoare transistorizate PID;

— posibilitatea realizării unor sisteme de reglare în cascadă;

— posibilitatea optimizării, buclă cu buclă, a sistemelor de reglare prin aplicarea unor criterii simple şi eficiente.

Din punct de vedere constructiv elementele de bază sînt: placa cu conexiuni imprimate, cupla, cutia metalică, sertarul. Prin această construcţie modulară se realizează:

— folosirea pe scară largă a elementelor normalizate, cu largi posibilităţi de combinare;

— posibilitatea înlocuirii uşoare a elementelor defectate;

— accesibilitate uşoară;

— favorizarea ventilaţiei naturale şi forţate.

Elementele componente ale sistemului se împart în următoarele grupe (fig. 1):

— elemente pentru obţinerea informaţiei;

— elemente pentru prelucrarea informaţiei;

— elemente de execuţie;

— elemente auxiliare.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Instrucţiuni de folosire a sistemului de reglare unificat pentru procese dinamice rapide UNIDIN. Document IPA 140.2 Instrucţiuni, 415 p., 1966.

*I. P.*

AUTOMATICA și ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XI (pag. 137—194) nr. 4, iulie—august București, 1967

Ing. Gh. TUNSOIU

# Stadiul actual și perspectivele cercetării proprii în domeniul acționărilor electrice reglabile

Tehnica reglării acționărilor electrice a înregistrat în decursul ultimilor ani progrese remarcabile.

Principalul factor care stă la baza acestor progrese îl constituie folosirea elementelor semiconductoare, care permit o prelucrare atît analogică, cît și digitală a informațiilor, concomitent cu transmiterea rezultatelor într-o formă adecvată comenzii elementului de execuție de putere. Utilizarea tiristoarelor — la realizarea elementelor de execuție — permite comanda continuă a motoarelor în întreaga gamă de puteri utilizată azi (peste 10 MW); în acest fel, prin comenzi a căror putere este de ordinul mW, emise de operator sau o mașină de calcul, se stăpînește variația în condiții practic ideale a parametrilor unor acționări de putere pînă la ordinul MW.

Prin aplicarea unor procedee noi de reglare și optimizare s-au atins de pe acum, în anumite domenii, limitele impuse de caracteristicile motoarelor electrice actuale, deschizîndu-se totodată noi perspective pentru perfecționarea acestor motoare ținînd seamă de condițiile folosirii lor în scheme moderne de reglare.

Datorită necesităților sporite de acționări reglabile și performanțelor tehnice ridicate, solicitate de automatizarea crescîndă a liniilor tehnologice, mașinilor și utilajelor, posibilitățile menționate au găsit un cîmp larg de aplicație, concretizîndu-se prin realizări industriale în continuă creștere.

Încă de la începutul acestei evoluții a apărut tendința realizării unor sisteme de reglare și de comutație statică unificate cu elemente componente, caracterizate prin semnale și tensiuni de alimentare normalizate, prin aplicarea principiului modular atît în realizarea unor scheme de structură și complexitate foarte diferită prin combinarea unui număr relativ redus de module, cît și în aspectul constructiv.

Printre țările în care s-au realizat astfel de sisteme unificate este și țara noastră. Cercetările începute în 1960 la Institutul de cercetări electrotehnice — ICET, continuate apoi în Institutul de proiectări pentru aparataj electrotehnic și instalații de automatizare IPA, au avut ca rezultat, după cum se știe, asimilarea industrială la uzina „Electromagnetica" a sistemului de elemente de comutație statică UNILOG și a sistemului de reglare unificat pentru procese rapide UNIDIN.

Încă în 1963 s-a realizat, cu elemente UNIDIN din seria zero, acționarea a 3 transfercare ale laminorului bluming 1000 la Hunedoara. După suprimarea unor deficiențe constatate la început, aceste 3 echipamente au fost puse definitiv în funcțiune în 1964 și funcționează de atunci, practic, fără defecțiuni în regim de 24 ore pe zi și în condiții grele de exploatare.

După 1964 s-a aplicat în mod curent sistemul UNIDIN, unele din realizările obținute, precum și instalații în curs de execuție și punere în funcțiune, fiind prezentate în articolele din prezentul număr al revistei.

Tipizarea ansamblelor pentru echipamente de reglare cu 1, 2 și 3 bucle de reglare, care cuprind ansamblul elementelor electronice de reglare, realizată în 1965—1966, ușurează proiectarea și fabricația echipamentelor de reglare.

În legătură cu aceasta menționăm că este în curs de punere în funcțiune primul echipament de reglare numerică realizat în țară cu aparatură UNILOG și cu reglare analogică subordonată UNIDIN, destinat poziționării numerice a șuruburilor de presare ale unui laminor.

În paralel cu acțiunea de asimilare și tipizare s-a desfășurat la IPA acțiunea de

elaborare a modulelor suplimentare, necesare comenzii tiristoarelor în scheme cu comutaţie naturală („complexul de comandă pe grilă", proiectat în 1963—1964, asimilat şi omologat la uzina „Electromagnetica" în 1965—1966). Primele echipamente industriale pentru acţionări reversibile cu tiristoare în antiparalel, destinate noilor laminoare de ţevi de 6" fabricate de uzinele „Republica", sînt în curs de execuţie la IPA şi IIS — Automatica.

Este în curs proiectarea şi realizarea la IPA a prototipurilor modulelor suplimentare, necesare comenzii tiristoarelor în scheme cu comutaţie forţată, caracteristice reglării vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit prin variaţia tensiunii şi frecvenţei.

În urma acestor elaborări, însoţite de asimilarea în fabricaţie şi a altor elemente de automatizare (de exemplu seria unitară de amplificatoare magnetice, cu înfăşurările de comandă adaptate sistemului UNIDIN), a devenit posibilă realizarea echipamentelor de reglare a acţionărilor electrice pe bază de concepţie proprie şi cu aparatură de reglare fabricată în cea mai mare parte în ţară. Pe lîngă echipamentele pentru utilaje asimilate în cadrul M.I.C.M. (linii de fabricat pîine, maşini-unelte, staţii convertizoare de frecvenţă pentru C.F.R. şi M.P.T. etc.), se colaborează cu specialişti din industria materialelor de construcţii pentru introducerea unor acţionări electrice reglabile în liniile de ciment şi cu specialişti din industria metalurgică pentru realizarea unor noi tipuri de echipamente de acţionare, destinate laminoarelor. O serie de echipamente siderurgice au fost realizate sau sînt în curs de execuţie pe baza proiectelor elaborate de IPL şi IPROMET.

O activitate bogată de cercetare asupra acţionărilor electrice din domeniul forajului petrolier şi al tracţiunii electrice se desfăşoară la Institutul de cercetări şi proiectări electrotehnice — ICPE, fiind în curs experimentarea unui echipament de reglare prin impulsuri, cu ajutorul tiristoarelor, a vitezei troleibuzelor.

Activitatea de perspectivă în domeniul acţionărilor electrice reglabile este axată în ţară în principal pe următoarele direcţii :

— extinderea posibilităţilor de aplicare a aparaturii elaborate : scheme economice pentru puteri reduse, acţionări de mare putere, noi variante de convertizoare statice ;

— perfecţionarea modulelor prin trecerea la transistoare cu siliciu pentru a se obţine precizie mărită de reglare, gamă mai largă de temperatură, siguranţă mărită în funcţionare ;

— reglarea autoadaptivă şi numerică.

În ceea ce priveşte evoluţia pe plan mondial, se constată tendinţa de unificare a soluţiilor constructive şi, în măsura posibilului, a semnalelor din sistemele de reglare unificate, a sistemelor de comutaţie statică şi a dispozitivelor numerice, aceste sisteme coexistînd, fiind de foarte multe ori interconectate pentru realizarea interdependenţelor funcţionale impuse de tehnologie.

Ca probleme de perspectivă mai îndepărtată se pot menţiona posibilităţile de utilizare a microelectronicii şi a unor noi tipuri de redresoare cu siliciu comandabile.

În paralel cu realizările de acţionări reglabile şi elemente componente fabricate în ţară, pe bază de concepţie proprie, s-au importat linii tehnologice de mare complexitate, prevăzute cu acţionări reglabile de tehnicitate ridicată. Astfel, laminoarele continue de semifabricate, profile fine, benzi şi sîrmă de la Combinatul siderurgic Hunedoara, puse în funcţiune în 1962—1963, cuprind aparatură de reglare transistorizată şi mutatoare cu vapori de mercur — sistem excitron, care asigură o viteză de lucru foarte ridicată. Laminorul de tablă groasă de la Galaţi prezintă un grad de automatizare foarte ridicat ; echipamentele de acţionare, în număr de peste 60, cuprind reglări cu tensiune continuă, variabilă, la puteri cuprinse între 70 kW şi 5 MW. Acţionările principale (cajele de refulare, degrosisoare şi finisoare) şi auxiliare (şuruburi de presiune, liniale, role, foarfece, împingătoare şi altele) au fost realizate cu echipamente de acţionare reversibilă, cu regulatoare în cascadă. La unele din aceste acţionări, pe lîngă reglările de turaţie, curent şi excitaţie, se realizează şi reglări numerice de poziţie ; mărimea numerică de referinţă este aplicată direct de la calculatoarele care comandă procesul în timp real şi în buclă închisă pe baza unui program de laminare prestabilit şi memorat în memoria internă a calculatoarelor cu care este dotat laminorul. Noul laminor bluming de la Hunedoara va fi dotat exclusiv cu acţionări cu tiristoare (acţionarea principală atingînd puterea maximă de $2 \times 17\,000$ kW, cea mai mare putere cunoscută pînă acum în scheme cu tiristoare), precum şi cu echipamentul necesar automatizării complexe a laminorului.

Privind în ansamblu situaţia acţionărilor electrice reglabile din ţara noastră, rezultatele obţinute în domeniul concepţiei, asimilării şi aplicaţiilor industriale dovedesc existenţa unui potenţial tehnic ridicat, capabil ca în baza experienţei dobîndite, să realizeze în viitorii ani un progres continuu. Sînt necesare pentru aceasta eforturi comune ale institutelor de cercetare şi proiectare, ale uzinelor constructoare, ale întreprinderilor de montaj, precum şi din partea personalului tehnic de exploatare şi întreţinere.

G. WEINRICH

# Aspecte ale proiectării acţionărilor electrice reglate cu sisteme unificate

Elaborarea echipamentelor de reglare automată a acţionărilor electrice a avut multă vreme un caracter pronunţat de cercetare, necesitînd calcule şi experimentări laborioase. În prezent, datorită folosirii regulatoarelor electronice cu o comportare dinamică foarte apropiată de cea ideală şi aplicării reglării în cascadă, elaborarea acestor echipamente a devenit o activitate de proiectare curentă.

Proiectarea acţionărilor reglabile se bazează desigur pe cunoaşterea metodicii de calcul şi a bazelor teoretice din care ele rezultă. În literatura tehnică de specialitate [1] — [10] se dau indicaţii concrete cu privire la modul de întocmire şi de calcul al acestor scheme. În articolul de faţă se vor expune pe scurt principalele aspecte şi etape ale proiectării echipamentelor respective.

## 1. Definirea cerinţelor pentru o acţionare electrică reglabilă. Tema de proiectare

Calitatea reglării poate fi apreciată în funcţie de eficienţa ei economică, care în domeniul acţionărilor electrice este determinată în primul rînd de productivitatea maşinii acţionate şi de calitatea produselor prelucrate. La rîndul lor, aceşti factori sînt un rezultat al preciziei şi constanţei în timp a reglării şi al proprietăţilor dinamice ale reglării : timpul de răspuns, suprareglarea şi gradul de amortizare — indici ai calităţii reglării care se vor defini mai jos [11], [12].

Prin optimizarea unei acţionări reglate se urmăreşte atingerea indicilor de calitate optimi ai reglării pentru procesul tehnologic respectiv. Astfel, la unele instalaţii prezintă importanţă în primul rînd rapiditatea şi precizia cu care mărimea reglată urmăreşte comenzile date prin intermediul mărimii de intrare (mecanismele laminoarelor reversibile, maşinile de rabotat), la alte instalaţii contează mai mult rapiditatea şi precizia cu care se înlătură efectele perturbaţiilor de sarcină (acţionările laminoarelor continue). Mărimile de intrare şi perturbaţiile apar în unele instalaţii sub formă de variaţii în treaptă, la altele cu variaţii în rampă.

În continuare se vor defini indicii de calitate ai reglării — definiţii ce nu sînt cuprinse în STAS 6019—62 [11] — în vederea stabilirii unui limbaj precis şi unitar în formularea condiţiilor tehnice din cadrul unei teme de proiectare sau al unei comenzi de livrare pentru echipamentul de reglare a unei acţionări electrice.

Răspunsul sistemului la o variaţie a mărimii de intrare sau a perturbaţiei depinde de funcţia de transfer, care pentru circuitul de reglare deschis are forma :

$$Y_c(s) = \frac{1}{s^n} Y_{cn}(s), \qquad (1)$$

unde :

$$\lim_{s=0} Y_{cn}(s) = K_n \neq 0. \qquad (2)$$

Dacă $n = 0$, sistemul este de tipul 0 („static" după terminologia veche); dacă $n = 1$, sistemul este de tipul 1 sau simplu integral, iar dacă $n = 2$, de tipul 2 sau dublu integral.

Folosim notaţiile din figura 1, *a*, *b*, unde $u_x^*$ este mărimea de intrare, $x$ — mărimea reglată, $u_x$ — mărimea de reacţie, $z'$ — mărimea de perturbaţie, $x^* = K_r u_x^*$ valoarea ideală a mărimii de ieşire (valoarea mărimii reglate într-o instalaţie automată ideală, cu factor de amplificare infinit şi constante de timp nule [11]). Procesul tranzitoriu pentru variaţia în treaptă a semnalului $x^*$ este reprezentat în figura 1,*c*.

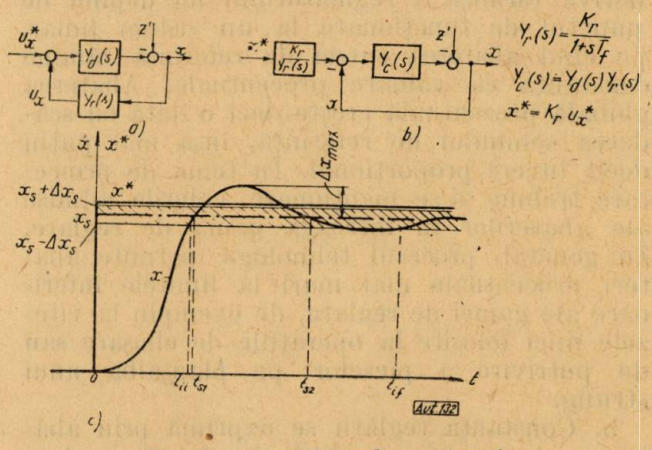



Fig. 1. Sistem de reglare automat :
*a*) schema-bloc; *b*) schema-bloc echivalentă; *c*) răspuns tranzitoriu la un semnal de intrare treaptă.

La un sistem de tipul 0, valoarea staţionară a mărimii reglate este :

$$x_s = \lim_{t=\infty} x(t) = \frac{K_0}{1+K_0} x^* - \frac{1}{1+K_0} z' \neq x^*. \qquad (3)$$

Abaterea de la valoarea ideală este :

$$\Delta_i = x^* - x; \quad \Delta_{i\infty} = x^* - x_s. \qquad (4)$$

Cadranul potenţiometrului de referinţă, respectiv priza circuitului potenţiometric de re-

ferinţă, se gradează de obicei nu pe baza valorii ideale, ci a celei calculate pentru o perturbaţie caracteristică, medie de exemplu, valoare care constituie „valoarea prescrisă" a mărimii de ieşire, în cazul de mai sus :

$$x_p = \frac{K_0}{1 + K_0} x^* - \frac{1}{1 + K_0} z'_{med}. \qquad (5)$$

Abaterea de la valoarea prescrisă este :

$$\Delta_p = x_p - x; \quad \Delta_{p\infty} = x_p - x_s. \qquad (6)$$

La un sistem integral :

$$x_s = x_p = x^*; \quad \Delta_{i\infty} = \Delta_{p\infty} = 0. \qquad (7)$$

a. Precizia reglării se exprimă prin abaterea staţionară maximă $\Delta_{p\,max}$ a mărimii reglate faţă de valoarea prescrisă $x_p$, în combinaţia cea mai nefavorabilă a mărimilor perturbatoare (sarcină, tensiune de alimentare, temperatură etc.).

De obicei precizia se dă în unităţi relative, raportînd abaterea la valoarea maximă a gamei de reglare. Dacă, de exemplu, se reglează viteza unui motor în gama 50—1 000 rot/min şi abaterea maximă este de 3 rot/min, precizia reglării este de 0,3 %, în timp ce abaterea poate atinge 0,3 % la viteza maximă şi 6 % la viteza minimă, dacă nu se precizează în mod explicit altfel.

Abaterea staţionară şi cea determinată de deriva termică a regulatorului nu depind de punctul de funcţionare la un sistem liniar, pe cînd abaterea sursei de referinţă rămîne constantă ca valoare procentuală. Abaterea globală procentuală creşte deci o dată cu scăderea semnului de referinţă, însă mai puţin decît invers proporţional. În tema de proiectare trebuie să se menţioneze valorile admise ale abaterilor în întreaga gamă de reglare. În general, procesul tehnologic permite abateri procentuale mai mari la limitele inferioare ale gamei de reglare, de exemplu la vitezele mici folosite la operaţiile de eboşare sau de potrivire a pieselor pe planşaiba unui strung.

b. Constanţa reglării se exprimă prin abaterea staţionară maximă a mărimii reglate faţă de o valoare o dată stabilită, în combinaţia cea mai nefavorabilă a mărimilor perturbatoare, într-un interval de timp precizat.

Astfel, la prelucrarea unei piese pe o maşină-unealtă contează mai puţin coincidenţa vitezei cu gradaţia de pe cadranul potenţiometrului valorii prescrise decît menţinerea constantă a valorii o dată stabilite, în intervalul de timp al operaţiei de prelucrare a piesei. În acest interval de timp unele perturbaţii, de exemplu temperatura mediului ambiant, au variaţii mai reduse decît limitele maxime pentru care este garantată funcţionarea instalaţiei. Conform definiţiei, abaterile de etalonare ale dispozitivului de stabilire a valorii prescrise şi abaterile constante ale traductoarelor nu afectează constanţa reglării.

c. Durata procesului tranzitoriu se exprimă, de exemplu, prin timpul de primă stabilire $t_{s1}$ (fig. 1), care este intervalul de timp de la variaţia semnalului de intrare (sau perturbator) şi pînă la prima atingere a valorii staţionare $x_s$. În mod similar se defineşte timpul celei de-a doua stabiliri $t_{s2}$.

Timpul de încadrare iniţial $t_{ii}$ şi final $t_{if}$ în plaja de toleranţă (de exemplu $\Delta x_s = \pm$ $\pm 5\,\%$ din $x_s$) este mai greu accesibil calculului, însă în mod practic, la un sistem suficient de amortizat, $t_{s2}$ sau uneori chiar $t_{s1}$ corespund intrării definitive în plaja $\pm \Delta x_s$.

d. Coeficientul de depăşire sau suprareglare este raportul dintre depăşirea tranzitorie maximă $\Delta x_{max}$ (fig. 1) a valorii finale $x_s$ şi valoarea staţionară $x$ :

$$\sigma = \Delta x_{max}/x_s. \qquad (8)$$

Depăşirea poate să ducă la o solicitare şi deci uzură a utilajului şi instalaţiei şi la o prelucrare necorespunzătoare a produsului.

e. Gradul de amortizare determină numărul de oscilaţii pînă în momentul în care mărimea reglată intră definitiv în plajă $x_s \pm \Delta x_s$.

Răspunsul sistemului la o perturbaţie în treaptă (de exemplu la reglarea tensiunii unui generator de c.c. aplicarea bruscă a rezistenţei de sarcină, dacă neglijăm inductanţa indusului) este reprezentat în figura 2.

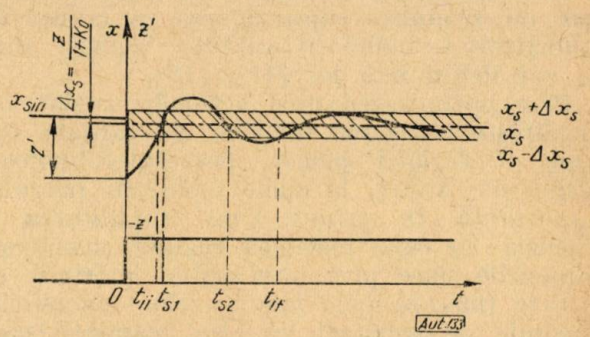



Fig. 2. Răspuns tranzitoriu la o perturbaţie treaptă.

În cazul unui sistem de tipul 0, abaterea faţă de valoarea iniţială este :

$$\Delta x_s = z'/(1 + K_0), \qquad (9)$$

efectul perturbaţiei fiind redus deci de $(1 + K_0)$ ori.

Pentru a realiza o abatere staţionară nulă este necesar ca sistemul să fie integral.

Răspunsul sistemului la un semnal de intrare în rampă (de exemplu la un sistem de urmărire, în cazul sincronizării vitezelor sau

poziţiilor unor agregate cu acţionări individuale) este reprezentat în figura 3.

În cazul unui sistem de tipul 0, abaterea creşte nelimitat, mărimea reglată $x$ nu poate varia cu aceeaşi viteză ca $x^*$ (fig. 3, *a*).

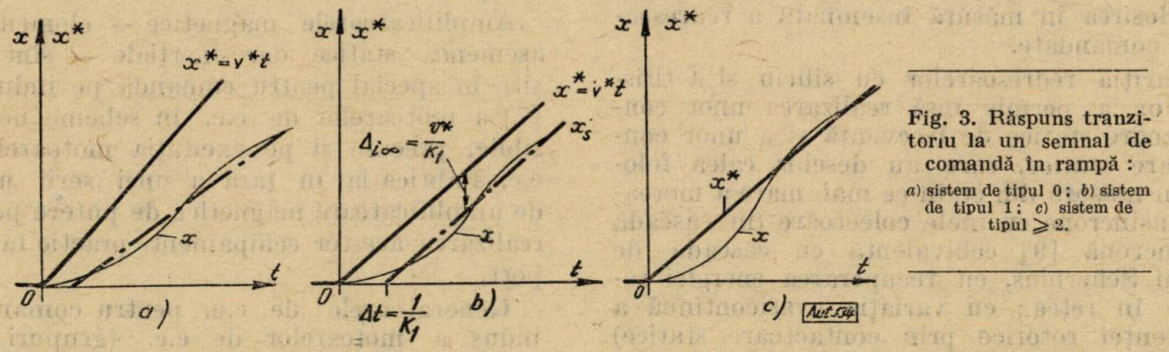



Fig. 3. Răspuns tranzitoriu la un semnal de comandă în rampă :
*a*) sistem de tipul 0 ; *b*) sistem de tipul 1 ; *c*) sistem de tipul $\geq 2$.

În cazul unui sistem simplu integral (fig. 3, *b*), abaterea staţionară este :

$$\Delta_{i\infty} = v^*/K_1; \qquad (10)$$

mărimea reglată $x$ variază în final cu aceeaşi viteză ca $x^*$, dar cu o întîrziere :

$$\Delta t = 1/K_1, \qquad (11)$$

unde $K_1$ rezultă din (1) şi (2) pentru $n = 1$.

În cazul unui sistem multiplu integral, $\Delta_{i\infty} = 0$ (fig. 3, *c*).

Răspunsul sistemului la o perturbaţie în rampă este reprezentat în figura 4.

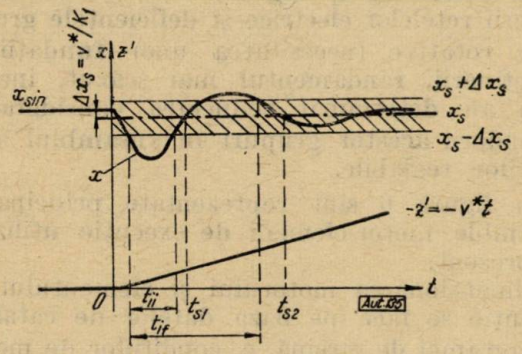



Fig. 4. Răspuns tranzitoriu la o perturbaţie în rampă.

Pentru a realiza o abatere staţionară nulă este necesar ca circuitul de reglare să fie multiplu integral.

Din echivalenţa schemelor-bloc ale motorului electric, reprezentate în figura 5, *a* şi *b*, rezultă că variaţia în treaptă a cuplului de sarcină $m_s$ este echivalentă cu o variaţie în rampă a mărimii perturbatoare $z'$ de la ieşirea sistemului :

$$z' = m_s \frac{375}{GD^2} \cdot t = \Delta n_s \cdot \frac{t}{T_m} = v^* t, \qquad (12)$$

unde :

$$T_m = \frac{GU^2}{375} \cdot \frac{\Delta n_s}{m_s} \qquad (13)$$

este constanta de timp electromecanică a motorului, iar $\Delta n_s$ — căderea de turaţie de la gol la cuplul de sarcină $m_s$, în lipsa reglării.

Prin tema de proiectare trebuie să se precizeze valorile necesare ale indicilor de calitate a reglării, definiţi mai sus, precum şi modul de variaţie a semnalului de intrare şi a diferitelor mărimi perturbatoare (cuplu de sarcină, tensiunea de alimentare, temperatura

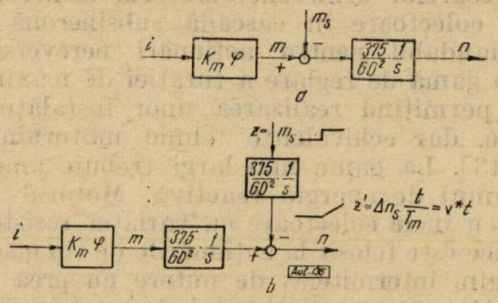



Fig. 5. Perturbaţia de sarcină la un motor de curent continuu.

etc.), limitele maxime ale acestora în general şi într-un interval de timp limitat, în care interesează menţinerea constantă a parametrului reglat respectiv.

Desigur că, pe lîngă aceste date, tema trebuie să conţină şi informaţii cu privire la condiţiile de mediu pentru maşini şi echipament, de amplasare, gabarit şi greutate, condiţii speciale de exploatare şi întreţinere, intercondiţionări cu alte utilaje, caracteristicile reţelei de alimentare, date economice etc.

## 2. Alegerea motorului de acţionare şi a elementului de execuţie

Ansamblul motor de acţionare-element de execuţie constituie o unitate funcţională ce determină în mod hotărîtor caracteristicile de reglare. Astfel de unităţi, cunoscute de multă vreme, sînt grupurile Leonard şi Ilgner, precum şi cascadele Scherbius şi Krämer.

Motorul de curent continuu a fost şi este încă cel mai utilizat în acţionările reglabile [3] — [8]. O serie de măsuri constructive

au dus la posibilitatea folosirii acestor motoare în game largi de viteză, a alimentării lor de la surse cu tensiune deformată, a inversării rapide a curentului şi a cuplului (0,1 $I_n$/ms), caracteristici impuse de schemele moderne de reglare rapidă şi în limite largi a vitezei, cu folosirea în măsură însemnată a redresoarelor comandate.

Apariţia redresoarelor cu siliciu şi a tiristoarelor a permis însă realizarea unor convertizoare statice de frecvenţă şi a unor contactoare statice, care au deschis calea folosirii în măsură din ce în ce mai mare a motoarelor asincrone cu inele colectoare (în cascadă subsincronă [9] echivalentă cu cascada de maşini Scherbius, cu recuperarea energiei rotorice în reţea; cu variaţia cvasicontinuă a rezistenţei rotorice prin contactoare statice) şi cu rotorul în scurtcircuit [10], cu realizarea unor caracteristici de reglare echivalente şi în unele cazuri chiar superioare motorului de curent continuu. Unele aspecte energetice şi de preţ împiedică însă folosirea universală a motoarelor asincrone. Motorul asincron cu inele colectoare în cascadă subsincronă este recomandabil pentru acţionări nereversibile, într-o gamă de reglare a turaţiei de maximum 1 : 2, permiţînd realizarea unor instalaţii mai ieftine, dar echivalente tehnic motorului de c.c. [13]. La game mai largi trebuie analizat consumul de energie reactivă. Motorul asincron cu inele colectoare cu variaţia rezistenţei rotorice este folosit la acţionările de tip macara, în regim intermitent, de putere nu prea ridicată, din cauza consumului de energie activă în rezistenţa rotorică [13]. Motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit, alimentat cu tensiune şi frecvenţă variabilă [10] este folosit din motive de preţ deocamdată numai în domenii speciale, în care se impune acest motor datorită condiţiilor de mediu, robusteţe sau gabarit, a alimentării sale la frecvenţe joase (de exemplu 1—10 Hz la motoarele căilor de role ale laminoarelor) sau înalte (de exemplu 400 Hz la acţionări în industria textilă), la alimentări de grupe de motoare etc.

Ca element de execuţie, tiristorul reprezintă elementul cel mai universal şi totodată cu caracteristicile cele mai avantajoase (static, practic lipsit de inerţie, randament ridicat, gabarit redus). El este folosit ca mutator în regim de redresor sau de invertor legat la reţea pentru comanda pe indus [8] şi excitaţie a motorului de c.c. şi comanda pe rotor a motorului asincron cu inele [9], în convertizoare statice de frecvenţă pentru alimentarea cu tensiune şi frecvenţă variabilă a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit [10], sub formă de contactor static la frecvenţă ridicată (sute de hertz) pentru variaţia continuă a rezistenţei rotorice la motoarele asincrone sau a tensiunii continue de alimentare a motoarelor de tracţiune de c.c. [14].

Mutatoarele cu vapori de mercur sînt folosite încă la puteri foarte mari în scheme de redresare existînd însă tendinţa înlocuirii lor prin tiristoare.

Amplificatoarele magnetice — elemente de asemenea statice dar inerţiale — sînt folosite în special pentru comanda pe indus [6], [7] a motoarelor de c.c. în scheme nereversibile, precum şi pe excitaţia motoarelor de c.c. Fabricaţia în ţară a unei serii unitare de amplificatoare magnetice de putere permite realizarea acestor echipamente practic fără import.

Generatoarele de c.c. pentru comanda pe indus a motoarelor de c.c. (grupuri Leonard) [3], [4] sînt folosite la puteri mari, în special în situaţiile în care reţeaua nu suportă şocuri de putere reactivă, caracteristice schemelor cu redresoare comandate, la modernizarea unor echipamente existente, precum şi în situaţiile în care sînt posibile vîrfuri de tensiune sau de curent în circuitul principal, periculoase pentru tiristoare. Prin comanda pe excitaţie a generatoarelor se obţine o comportare dinamică ridicată. Grupurile convertizoare rotative nu transmit şocuri de putere reactivă în reţea; la reţele slabe chiar şocurile de putere activă pot fi amortizate cu ajutorul unui volant (grup Ilgner). Nivelul actual al puterii reţelelor electrice şi deficienţele grupurilor rotative (necesitatea unor fundaţii, a întreţinerii, randamentul mai scăzut, inerţia etc.) au determinat reducerea considerabilă a ponderii acestor grupuri în ansamblul acţionărilor reglabile.

În figura 6 sînt reprezentate principalele ansamble motor-element de execuţie utilizate în prezent.

Dimensionarea motorului şi elementului de execuţie se face pe baza datelor de catalog, a diagramei de sarcină, a condiţiilor de mediu şi de răcire, a condiţiilor specifice de reglare etc.

### 3. Determinarea structurii schemei de reglare

Acţionările electrice reglabile sînt caracterizate în general prin aceea că, pe lîngă reglarea parametrului principal (de exemplu viteza de rotaţie a motorului), se cere şi limitarea unuia sau mai multor parametri secundari (de exemplu curentul de pornire şi frînare, uneori acceleraţia, tensiunea etc.). Prin aceste limitări se asigură protejarea motorului şi utilajului împotriva unor suprasolicitări (mecanice : cuplu, acceleraţie; termice $Ri^2$; electrice : curent $i$ şi $di/dt$ pentru comu-

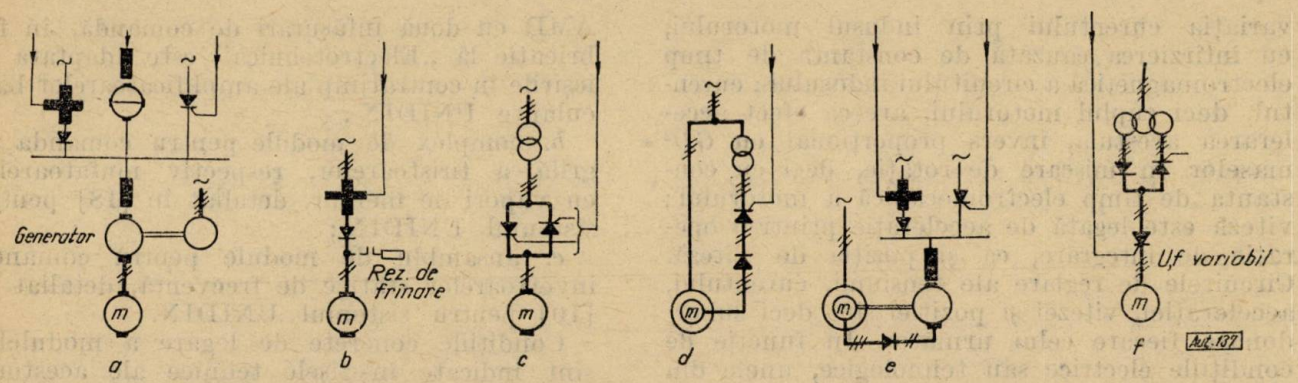



Fig. 6. Principalele tipuri de grupuri element de execuţie — motor de acţionare :
*a*) grup generator-motor (Leonard) cu comandă pe excitaţie prin amplificator magnetic, amplidină sau tiristoare; *b*) motor de c.c. comandat pe indus prin amplificator magnetic; *c*) motor de c.c. comandat pe indus prin tiristoare (Leonard static); *d*) cascadă subsincronă cu tiristoare (Scherbius static); *e*) cascadă Krämer cu comandă pe excitaţie prin amplificator magnetic sau tiristoare; *f*) motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, comandat prin convertizor static de frecvenţă.

taţie, tensiune pentru izolaţie). Cazul clasic este acela al reglării turaţiei cu limitarea curentului motorului.

Principalele procedee prin care se asigură această „reglare cu limitare" sînt reglarea convergentă şi reglarea în cascadă.

Reglarea convergentă asigură, printr-o comutare în circuitul de intrare a regulatorului, trecerea de la reglarea parametrului principal la limitarea parametrului auxiliar. În schema din figura 7, de exemplu, atît timp cît valoarea curentului, măsurat prin traductorul *TI* nu depăşeşte limitele constituite de pragurile diodelor Zener, acestea sînt blocate, aşa încît tensiunea $u_\Delta$ de la intrarea regulatorului este proporţională cu abaterea de turaţie. Dacă în procesul tranzitoriu, de exemplu la o comandă bruscă de creştere a turaţiei, curentul prin indusul motorului creşte şi tensiunea traductorului *TI* depăşeşte pragul diodei Zener, aceasta se deschide şi potenţialul $u_\Delta$ devine proporţional cu abaterea de curent.

În locul diodelor Zener din figura 7 se pot utiliza şi diode normale pretensionate, ca în

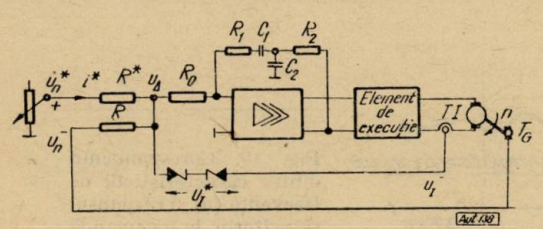



Fig. 7. Reglarea convergentă a curentului şi turaţiei unui motor de c.c.

figura 8, în care s-a modificat şi modul de însumare a semnalelor $u_n^*$ şi $u_n$ (comparaţie de tensiuni în locul comparaţiei de curenţi).

Regulatorul unic al turaţiei şi curentului se acordează pentru mărimea mai critică, adică curentul motorului, ceea ce duce la o comportare lentă, neoptimală, în bucla de reglare a turaţiei.

Din acest motiv, reglarea convergentă se recomandă în situaţiile în care între cele două mărimi reglate nu există în mod practic nici o constantă de timp, ca de exemplu la regla-

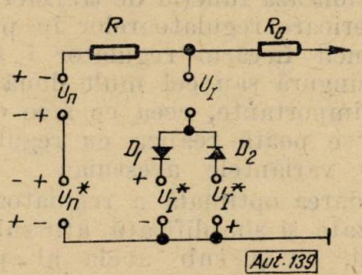



Fig. 8. Circuit pentru reglarea convergentă.

rea t.c.e.m. a motorului de c.c. cu limitarea fluxului (curentului de excitaţie) pe calea excitaţiei sale [1], [5].

Reglarea în cascadă se realizează prin legarea în cascadă a regulatoarelor curentului şi turaţiei (fig. 9), valoarea prescrisă a curentului fiind chiar tensiunea de ieşire a regulatorului turaţiei. Prin limitarea acestei tensiuni, fie prin saturaţia proprie regulatorului,

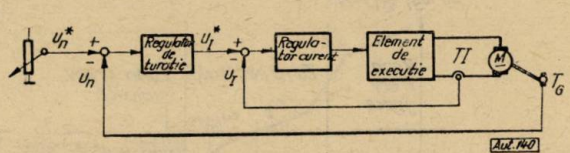



Fig. 9. Reglarea în cascadă a curentului şi turaţiei unui motor de c.c.

fie printr-un circuit de limitare, se asigură limitarea curentului.

Reglarea în cascadă nu este limitată la două bucle de reglare [3], [4], [7]. Ordinea circuitelor de reglare în cazul unui motor de c.c rezultă din înlănţuirea cauzală a mărimilor respective: variaţia tensiunii generatorului sau altei surse de curent continuu are ca efect

variaţia curentului prin indusul motorului, cu întîrzierea cauzată de constanta de timp electromagnetică a circuitului indusului; curentul, deci cuplul motorului, are ca efect accelerarea acestuia, invers proporţional cu $GD^2$ maselor în mişcare de rotaţie, deci cu constanta de timp electromecanică a motorului; viteza este legată de acceleraţie printr-o operaţie de integrare, ca şi poziţia de viteză. Circuitele de reglare ale tensiunii, curentului, acceleraţiei, vitezei şi poziţiei sînt deci subordonate fiecare celui următor. În funcţie de condiţiile electrice sau tehnologice, unele din aceste circuite pot lipsi.

Reglarea în cascadă are următoarele însuşiri importante:

— permite, pe lîngă reglarea mărimii principale, limitarea mărimilor subordonate;

— spre deosebire de reglarea convergentă, nu există comutări disruptive ale circuitelor de reglare, ceea ce asigură suprareglări mai reduse la intrarea în limitare;

— fracţionează funcţia de transfer a elementelor exterioare regulatoarelor în porţiuni, în aşa fel încît fiecărui regulator i se repartizează o singură sau cel mult două constante de timp importante, ceea ce face ca optimizarea să se poată realiza cu regulatoare tip PID sau variantele acestuia;

— acordarea optimală a regulatoarelor este sistematizată şi simplificată, atît sub aspectul proiectării, cît şi sub acela al punerii în funcţiune, ea efectuîndu-se succesiv, regulator după regulator, începînd cu bucla interioară. Circuitul de reglare subordonat şi optimizat intervine în circuitul de reglare imediat superior ca un simplu element inerţial de constantă de timp mică, a cărei valoare rezultă din criteriul aplicat (capitolul 4).

Lanţul de regulatoare comandă elementul de execuţie prin:

*a.* amplificator final cu transistoare (amplificatoarele basculante de 4 W, 120 W şi 500 W —UNIDIN [15]) sau cu tiristoare la puteri mai mari [16] în cazul comenzii unor elemente de execuţie magnetice (amplificator magnetic, amplidină, generator de c.c. de putere redusă). Seria de amplificatoare magnetice AMD cu două înfăşurări de comandă, în fabricaţie la „Electrotehnica" este adaptată la ieşirile în contratimp ale amplificatoarelor basculante UNIDIN;

*b.* complex de module pentru comanda pe grilă a tiristoarelor, respectiv mutatoarelor cu vapori de mercur, detaliat în [18] pentru sistemul UNIDIN;

*c.* ansamblu de module pentru comanda invertoarelor statice de frecvenţă, detaliat în [10] pentru sistemul UNIDIN.

Condiţiile concrete de legare a modulelor sînt indicate în fişele tehnice ale acestora, date în [2], unde se găsesc şi indicaţii suplimentare cu privire la succesiunea impusă a alimentărilor, contacte în schema de reglare, legătura dintre bara de nul şi pămînt etc.

## 4. Calculul acordării regulatoarelor şi al indicilor de calitate a reglării

Cu notaţiile din figura 1 rezultă:

$$X(s) = \frac{1}{K_r} U_x(s) \cdot (1 + sT_f). \qquad (14)$$

Aceasta înseamnă că $x(t)$ variază ceva mai rapid decît $u_x(t)$ datorită elementului de anticipaţie $(1 + sT_f)$ şi poate prezenta o suprareglare mai mare, însă la acelaşi grad de amortizare. Diferenţa este în general redusă, din cauza valorilor mici ale constantelor de timp de filtrare $T_f$ de pe calea de reacţie. În mod practic se poate considera deci $u_x(t)$ ca răspuns al sistemului, rezultînd din fuucţia de transfer:

$$\frac{U_x(s)}{U_x^*(s)} = \frac{Y_c(s)}{1 + Y_c(s)} = Y_i(s), \qquad (15)$$

unde:

$$Y_c(s) = Y_d(s) \cdot Y_r(s); \; Y_c(j\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}. \qquad (16)$$

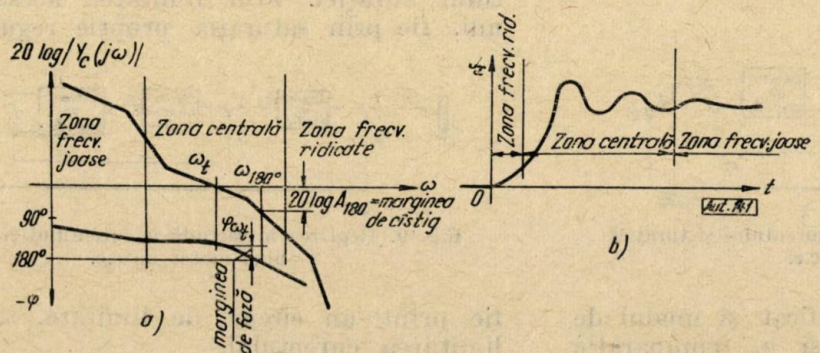



Fig. 10. Corespondenţa dintre caracteristicile de frecvenţă (*a*) şi răspunsul tranzitoriu la o comandă în treaptă (*b*).

Caracteristicile de frecvenţă $A(\omega)$ şi $\varphi(\omega)$ ale circuitului de reglare deschis permit o apreciere a răspunsului sistemului reglat (fig. 10).

Din teorema valorii iniţiale rezultă că începutul procesului tranzitoriu este determinat

de zona frecvenţelor ridicate ale caracteristicilor de frecvenţă.

Din teorema valorii finale rezultă că sfîrşitul procesului tranzitoriu şi regimul staţionar sînt determinaţi de zona frecvenţelor joase ale caracteristicilor de frecvenţă. În capitolul 1 s-a arătat că, pentru a asigura o abatere staţionară nulă, caracteristica de amplitudine-pulsaţie trebuie să corespundă unei comportări simplu integrale, deci cu pantă de — 20 dB/dec., în cazul unor acţiuni treaptă, respectiv dublu integrale, deci cu pantă de —40 dB/dec., în cazul unor acţiuni rampă.

Procesul tranzitoriu propriu-zis, cu indici care îl caracterizează (durată, suprareglare, amortizare), este determinat exclusiv de zona centrală a frecvenţelor, din jurul pulsaţiei de tăiere $\omega_t$. Fiecare element integral din sistem determină o creştere a pantei caracteristicii de amplitudine-pulsaţie cu —20 dB/dec., simultan cu creşterea defazajului cu 90°. Fiecare element inerţial din sistem, cu constanta de timp $T$, determină o creştere a pantei caracteristicii de amplitudine-pulsaţie pentru $\omega \geqslant 1/T$ cu —10...—20 dB/dec., simultan cu creşterea defazajului cu 45°—90°. Pentru a avea o margine de fază suficientă (fig. 10) este indicat ca panta caracteristicii de amplitudine-pulsaţie să nu depăşească —20 dB/dec. în jurul pulsaţiei de tăiere, această pantă fiind o măsură a defazajului.

Partea laterală din dreapta a zonei centrale prezintă în general tendinţa de creştere a pantei şi defazajului, din cauza existenţei unor elemente inerţiale şi timpi morţi în funcţia de transfer a sistemului.

În cazul sistemului din figura 11, caracterizat printr-o comportare simplu integrală şi prezenţa unui singur element inerţial cu con-

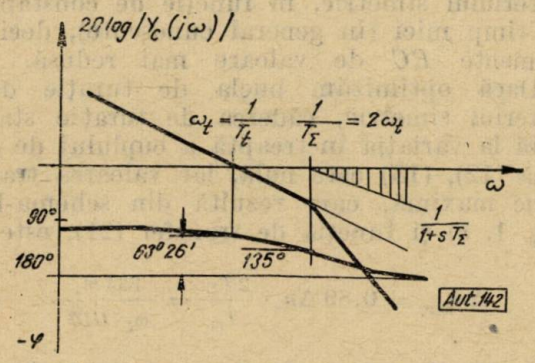



Fig. 11. Influenţa părţii din dreapta a caracteristicii de frecvenţă, existenţa unui element inerţial $T_\Sigma$.

stanta de timp $T_\Sigma = 1/2\ \omega_t$, marginea de fază este de 63°26'. Răspunsul la un semnal treaptă, dat în figura 12, poate fi apreciat ca optim în cazul dat (răspuns rapid, amortizat, cu suprareglare redusă).

În cazul unui sistem simplu integral cu două elemente inerţiale $T_\Sigma/2$, marginea de fază este de 61°56', deci practic aceeaşi. Aceeaşi

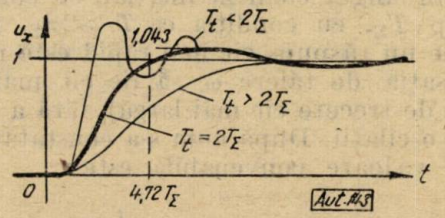



Fig. 12. Răspunsul la o comandă în treaptă unitară a sistemului din figura 11.

constatare se face considerînd $n$ elemente inerţiale $T_\Sigma/n$. La limită, pentru $n = \infty$, se obţine timpul mort $e^{-sT_\Sigma}$, cu o margine de fază de 61°21' şi răspunsul reprezentat în figura 13.

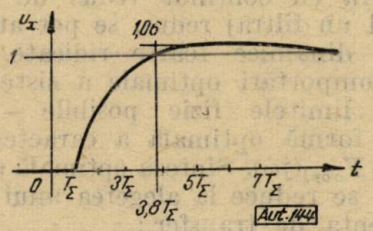



Fig. 13. Răspunsul la o comandă în treaptă unitară a unui circuit de reglare simplu-integral, conţinînd un timp mort $T_\Sigma$.

În concluzie se poate afirma că un lanţ de elemente inerţiale şi cu timpi morţi poate fi înlocuit printr-un singur element inerţial, cu constanta de timp egală cu suma constantelor de timp ale elementelor componente, cu condiţia ca această sumă să fie cel mult egală cu jumătate din inversul pulsaţiei de tăiere. Răspunsul tranzitoriu se situează între curbele din figurile 12 şi 13.

Aceasta este teorema constantelor de timp mici (mici faţă de $T_t = 1/\omega_t$), stabilită de C. Kessler [17] — [19].

Unul dintre obiectivele principale care se urmăresc într-o schemă de reglare este rapiditatea de răspuns. Acesteia i se opun elemente inerţiale $1/(1 + sT_k)$ ale procesului şi elementului de execuţie. Inerţia acestora poate fi învinsă, de exemplu, prin compensarea lor cu elemente de anticipare $(1 + sT_k)$ ale regulatoarelor. Fizic, această compensare se explică prin forţarea comenzii, datorită intervenţiei componentei diferenţiale $sT_k$.

Există însă unele constante de timp principial necompensabile, cum sînt timpii morţi ai mutatoarelor şi amplificatoarelor magnetice (1,7—10 ms), precum şi constantele de timp ale filtrelor de la intrarea regulatoarelor continue (2-20 ms). Aceste filtre au rolul de a atenua armonicile de tensiune ale traductoarelor, care perturbă funcţionarea regulatoarelor. Com-

pensarea acestor filtre ar echivala cu anularea efectului de filtrare. În conformitate cu teorema constantelor de timp mici, ele pot fi înlocuite printr-un singur element inerţial, cu constanta de timp $T_\Sigma$, cu condiţia ca $T_t \geqslant 2\pi_\Sigma$. Pentru a obţine un răspuns cît mai rapid este necesar ca pulsaţia de tăiere $\omega_t$ să fie cît mai mare (banda de trecere cît mai largă), fără a ajunge însă la oscilaţii. După cum s-a constatat anterior, o valoare convenabilă este:

$$T_t = 2T_\Sigma\,;\quad \omega_t = \frac{1}{2T_\Sigma}\cdot \tag{17}$$

Limitele fizice ale indicilor de calitate a reglării sînt determinate deci de existenţa unor constante de timp mici, principial necompensabile. Prin alegerea unor scheme cu timpi morţi reduşi şi a unor traductoare şi circuite de măsură cu conţinut redus de armonici, necesitînd un filtraj redus, se pot atinge performanţe dinamice foarte ridicate.

Unei comportări optimale a sistemului reglat — în limitele fizic posibile — îi corespunde o formă optimală a caracteristicii de frecvenţă $Y_{c\,opt}(j\omega)$. Sinteza optimală a sistemului reglat se reduce la alegerea unui regulator cu frecvenţa de transfer:

$$Y_R(s) = \frac{Y_{c\,opt}(s)}{Y_{ex}(s)}, \tag{18}$$

unde $Y_{ex}(s)$ cuprinde toate elementele sistemului reglat, existente în interiorul regulatorului.

Din cele arătate pînă aici rezultă că, în cazul unor acţiuni în treaptă, forma optimală a caracteristicii de amplitudine-pulsaţie, în limitele fizic realizabile, constă în următoarele secţiuni (fig. 11):

— frecvenţe joase: — 20 dB/dec., în vederea unei abateri staţionare nule;

— în jurul pulsaţiei de tăiere: — 20 dB/dec., din motive de amortizare;

— frecvenţe mari: — 40 dB/dec., începînd de la $\omega_\Sigma = 1/T_\Sigma$, datorită existenţei constantelor de timp mici, principial necompensabile.

Funcţia de transfer optimală este deci:

$$Y_{c\,opt}(s) = \frac{1}{s\,2T_\Sigma(1 + sT_\Sigma)}, \tag{19}$$

şi a circuitului închis:

$$Y_{i\,opt}(s) = \frac{1}{1 + s2T_\Sigma + s^2 2T_\Sigma^2}, \tag{20}$$

cu răspunsul la semnale treaptă din figura 12 (respectiv 13) şi la semnale rampă din figura 3,*b*, caracterizat prin întîrzierea $\Delta t = 2T_\Sigma$.

Înlocuind (19) în 18) se obţin, pentru diferite tipuri de funcţii de transfer ale obiectului, funcţiile de transfer şi valorile de acordare ale regulatoarelor date în tabela 1. Acest procedeu de acordare poartă denumirea de criteriul modulului [17], care are o semnificaţie mai largă decît cea expusă mai sus.

În cazul unor acţiuni în rampă, forma optimală a caracteristicii de amplitudine-pulsaţie, în limitele fizic realizabile, constă în următoarele secţiuni:

— frecvenţe joase: — 40 dB/dec. (circuit dublu integral), în vederea unei abateri staţionare nule;

— în jurul pulsaţiei de tăiere pe o porţiune de cîte o octavă: — 20 dB/dec., din motive de amortizare;

— frecvenţe mari: — 40 dB/dec., începînd de la $\omega_\Sigma = 1/T_\Sigma$.

Funcţia de transfer optimală este deci:

$$Y_{c\,opt}(s) = \frac{1 + s4T_\Sigma}{s4T_\Sigma}\cdot\frac{1}{s2T_\Sigma(1 + sT_\Sigma)}, \tag{21}$$

cu caracteristica de frecvenţă din tabelă.

Funcţia de transfer a circuitului închis este:

$$Y_{i\,opt}(s) = \frac{1 + s4T_\Sigma}{1 + s\,4T_\Sigma + s^2\,8T_\Sigma^2 + s^3\,8T_\Sigma^3}, \tag{22}$$

cu răspuns la semnal treaptă reprezentat în tabelă (suprareglare 43 % şi revenire fără oscilaţii) şi la semnal rampă în figura 3,*c* (urmărire fără întîrziere permanentă).

Înlocuind (21) în 18) se obţin, pentru diferite tipuri de funcţii de transfer ale obiectului, funcţiile de transfer şi valorile de acordare din tabelă. Acest procedeu de acordare poartă denumirea de criteriu simetric [18], care are o semnificaţie mai largă decît cea expusă mai sus.

Se constată că, la aplicarea criteriului modulului, constantele de timp $\tau_1$, $\tau_2$ ale regulatorului se ajustează în funcţie de constantele de timp mari ale obiectului, iar la aplicarea criteriului simetric, în funcţie de constantele de timp mici (în general cunoscute), deci cu elemente *RC* de valoare mai redusă.

Dacă optimizăm bucla de turaţie după criteriul simetric, căderea de turaţie staţionară la variaţia în treaptă a cuplului de sarcină (12), (13) este nulă, iar valoarea tranzitorie maximă, care rezultă din schema-bloc (fig. 1, *b*) şi funcţia de transfer (21), este:

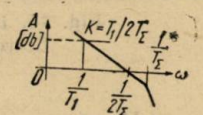
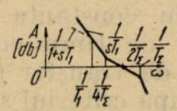
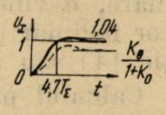
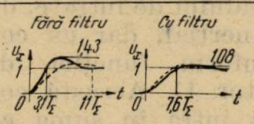
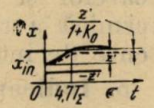
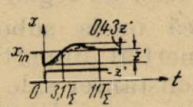
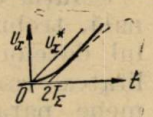
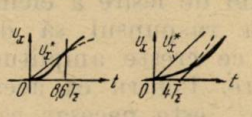
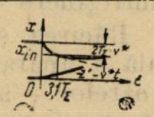
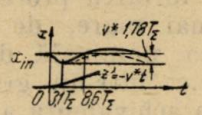
$$\Delta n_{max} = 0{,}89\,\Delta n_s \cdot \frac{2T_\Sigma}{T_m} = \frac{334\,m_s}{\omega_t \cdot GD^2}. \tag{23}$$

Cu cît $T_\Sigma$ este mai redus, $\omega_t$ este mai mare şi reglarea mai rapidă şi deci abaterea tranzitorie mai redusă. De asemenea, cu cît inerţia mecanică $GD^2$ este mai mare, abaterea tranzitorie este mai mică, deoarece reglarea poate interveni înainte de a se fi produs o cădere pronunţată a turaţiei.

Dacă reglarea trebuie să asigure o înlăturare cît mai rapidă a efectului perturbaţiilor

*Tabela 1*

**Optimizarea regulatoarelor pentru procese rapide**

| Nr. crt. | Criteriu / Obiect | Modul (simplu integral) | | Simetric (dublu integral) | | Observaţii |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | regulator | acordare | regulator | acordare | |
| 1 | $\frac{K_{ex}}{1+sT_\Sigma}$ | $\frac{1}{s\tau_i}$ | $\tau_i = 2K_{ex}T_\Sigma$ | | | |
| 2 | $\frac{K_{ex}}{sT_1(1+sT_\Sigma)}$ | $V_R$ | $V_R = \frac{1}{K_{\Sigma x}} = \frac{T_1}{2T_\Sigma}$ | $\frac{1+s\tau_1}{s\tau_i}$ | $\tau_i = 2K_{ex}T_\Sigma \frac{4T_\Sigma}{T_1}$<br>$\tau_1 = 4T_\Sigma$ | |
| 3 | $\frac{K_{ex}}{(1+sT_1)(1+sT_\Sigma)}$ | $\frac{1+s\tau_1}{s\tau_i}$ | $\tau_i = 2K_{ex}T_\Sigma$<br>$\tau_1 = T_1$ | | | pentru $T_1 \gg 2T_\Sigma$ se pot aplica relaţiile de la 2 |
| 4 | $\frac{K_{ex}}{sT_1(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}$ | $V_R(1+sT_d)$ | $V_R = \frac{1}{K_{ex}} \cdot \frac{T_1}{2T_\Sigma}$<br>$T_d = T_2$ | $\frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{s\tau_i}$ | $\tau_i = 2K_{ex}T_\Sigma \frac{4T_\Sigma}{T_1}$<br>$\tau_1 = T_2$<br>$\tau_2 = 4T_\Sigma$ | |
| 5 | $\frac{K_{ex}}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}$ | $\frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{s\tau_i}$ | $\tau_i = 2K_{ex}T_\Sigma$<br>$\tau_1 = T_1$<br>$\tau_2 = T_2$ | | | pentru $T_1 \gg 2T_\Sigma$ se pot aplica relaţiile de la 4 |
| 6 | Caracteristica amplitudine - pulsaţie a circuitului deschis | fig. a |  | fig. f |  | |
| 7 | Răspuns la un semnal în treaptă unitară | fig. b |  | fig. g |  | liniile întrerupte se referă la aproximaţia de mai sus; în această situaţie, curbele de la criteriul simetric tind spre cele de la criteriul modulului pe măsură ce $T_1$ scade, tinzînd spre $4T_\Sigma$; simultan se reduce filtrul pe intrare de la $4T_\Sigma$ pînă la 0 |
| 8 | Răspuns la o perturbaţie în treaptă z' | fig. c |  | fig. h |  | |
| 9 | Răspuns la un semnal de intrare în rampă | fig. d |  | fig. i |  | |
| 10 | Răspuns la o perturbaţie în rampă | fig. e |  | fig. j |  | |
| 11 | $\frac{1}{1+sT_\Sigma} \cdots \frac{1}{e^{sT_\Sigma}}$ | curbele de mai sus sînt valabile pentru cazul unui singur element inerţial $T_\Sigma$; în cazul mai multor elemente inerţiale $t_K$ cu $T_\Sigma = \Sigma t_K$, timpul de răspuns se reduce, ajungînd de exemplu la semnale treaptă, cu criteriul modulului, la 3,8 $T_\Sigma$, faţă de 4,7 $T_\Sigma$, cu un suprareglaj de 6% faţă de 4,3%; gradul de amortizare este practic acelaşi. | | | | |

în rampă, este indicată optimizarea după criteriul simetric. Dacă suprareglarea importantă care apare în acest caz la variaţia în treaptă a mărimii de intrare nu este acceptabilă, ea poate fi redusă prin montarea unui filtru pe calea semnalului de intrare, cu constanta de timp 4 $T_\Sigma$, pentru a compensa zeroul funcţiei de transfer (22). Răspunsul este reprezentat în tabelă, fiind caracterizat prin $t_{s1} = 7{,}6\ T_\Sigma$ şi $\sigma = 8{,}1\,\%$. Filtrul nu intervine asupra răspunsului la perturbaţii.

Filtrul are efect în regimul liniar de funcţionare. Dacă intervine însă o limitare, de exemplu limitarea curentului de accelerare într-un sistem de reglare a turaţiei, condensatorul filtrului se încarcă în timpul funcţionării la limita de curent, în special dacă durata acceleraţiei este mare ($GD^2$ mare) şi nu mai are efect la ieşirea sistemului din limitarea de curent. În acest caz se preferă fracţionarea funcţiei de transfer a regulatorului *PI* (respectiv *PID*) prin folosirea unui regulator *I* (respectiv *PI*), cu element de anticipaţie *PD* pe calea semnalului de reacţie [20] ca în figura 14. În felul acesta, semnalul de intrare nu trece prin elementul de anticipare $(1 + s4T_\Sigma)$, obţinîndu-se acelaşi rezultat ca şi în cazul filtrului pe calea semnalului de intrare, însă cu efect de reducere a suprareglării şi în regim neliniar.

În cazul reglării în cascadă [19] bucla de reglare subordonată, optimizată după criteriul modulului, poate fi echivalentă cu un singur element inerţial, cu constanta de timp $2T_\Sigma$ (suma constantelor de timp complex conjugate ale funcţiilor de transfer (20)), iar dacă a fost optimizată după criteriul simetric, cu filtru pe calea semnalului de intrare, de asemenea cu un element inerţial, dar cu constanta de timp $4T_\Sigma$ (conform funcţiei de transfer (22), cu numărător 1). Această constantă de timp echivalentă intră în suma constantelor de timp mici ale buclei de reglare considerate.

În realitate, dacă bucla subordonată conţine un element inerţial important, compensarea teoretică a constantei sale de timp este realizabilă numai la semnale mici. Plafonul limitat al tensiunii de ieşire a elementului de execuţie face ca răspunsul să devină mai lent pe măsură ce creşte amplitudinea semnalului de intrare. Pentru ca acest efect să fie cît mai redus, este necesar ca tensiunea disponibilă pentru forţarea procesului tranzitoriu să fie cît mai mare, de exemplu de 5—10 ori tensiunea nominală de excitaţie a generatorului de c.c. într-un grup Leonard. Constanta de timp echivalentă a unei asemenea bucle de reglare este cea corespunzătoare amplitudinii reale a semnalului de intrare.

În cazul unor sisteme neliniare (de exemplu variaţia $GD^2$, a fluxului magnetic etc.), acordarea regulatorului trebuie să asigure o comportare satisfăcătoare în întreaga gamă de variaţie a parametrilor. Dacă, de exemplu, factorul de amplificare variază (fig. 15), trebuie

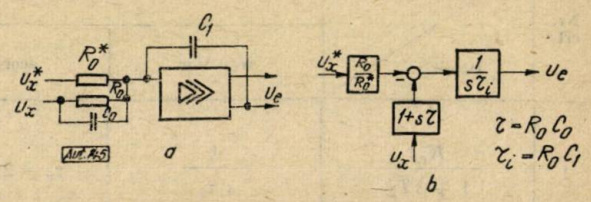



Fig. 14. Regulator *PD—I*, cu comportare *I* pentru mărimea de intrare şi *PI* pentru mărimea de reacţie : *a*) schema electrică ; *b*) schema-bloc.

să se asigure o porţiune de cîte o octavă în stînga şi în dreapta pulsaţiilor de tăiere, în care panta caracteristicii de amplitudine-pulsaţie să fie de —20 dB/dec. Răspunsul va fi desigur mai lent, în special la $K_{min}$.

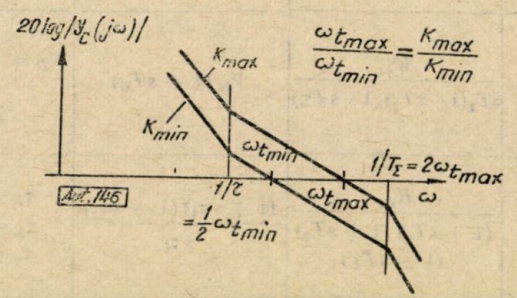



Fig. 15. Influenţa variaţiei factorului de amplificare asupra acordării regulatorului.

Dacă gama de variaţie a parametrilor este mare, devine raţională folosirea unui regulator neliniar (de exemplu ca regulator de poziţie [4] sau autoadaptiv [21]).

Calculul preciziei sau constantei de reglare trebuie să ţină seamă de abaterile traductoarelor şi surselor de referinţă şi de deriva termică a regulatoarelor [1] ale căror rezistenţe de intrare trebuie să fie cît mai reduse.

### 5. Indicaţii asupra soluţiei constructive

Soluţia constructivă, alături de cea funcţională, trebuie să asigure funcţionarea la nivelul datelor tehnice impuse prin temă, stabilitatea caracteristicilor, evitarea unor fenomene parazitare, o exploatare sigură şi o întreţinere uşoară.

Răcirea şi ventilaţia naturală sau artificială a aparaturii şi, în special, a semiconductoarelor — atît în partea de curenţi slabi (transistoare), cît şi în cea de forţă (tiristoare) — trebuie să fie asigurate printr-o concepţie şi realizare constructivă adecvate. Este necesar să se creeze circuite de ventilaţie în jurul acestor piese semiconductoare şi a celorlalte piese electronice, prin formarea unor „coşuri"

fie prin pereţii existenţi ai sertarelor cu aparatură, fie prin pereţi suplimentari. Elementele care disipă o cantitate importantă de căldură trebuie să fie astfel amplasate, încît să nu încălzească suplimentar aparatura electronică. Accesul aerului rece şi curat (eventual prin canalul de cabluri de sub dulap) trebuie asigurat, ca şi evacuarea uşoară a aerului încălzit. Aceste măsuri se impun, deoarece temperatura din interiorul dulapurilor echipate, ventilate necorespunzător, depăşeşte mult temperatura mediului ambiant.

Amplasarea aparaturii trebuie să permită accesibilitatea uşoară la fiecare aparat şi conexiune electrică şi să ducă la trasee cît mai scurte ale conductoarelor de legătură. În cazul tiristoarelor şi diodelor redresoare, legate în paralel, conductoarele corespunzătoare trebuie să fie cît mai egale, pentru a nu desimetriza repartiţia curenţilor între ramuri.

Tot prin amplasare şi modul de execuţie a cablajului trebuie să se evite introducerea unor tensiuni parazite, de natură inductivă sau capacitivă. Amplasarea adecvată a surselor de paraziţi (bobine, transformatoare de impuls etc.), torsadarea conductoarelor care transportă semnale alternative (de exemplu alimentarea surselor aparaturii electronice), folosirea unor conductoare ecranate pentru anumite circuite mai sensibile la paraziţi (de exemplu intrările regulatoarelor şi elementelor detectoare de nivel) şi legarea la pămînt a construcţiei metalice şi a barei de potenţial 0 a instalaţiei (aceasta din urmă fie direct, fie printr-o capacitate de peste 4 μF) sînt măsuri în vederea evitării apariţiei unor tensiuni parazite.

Verificarea funcţionării aparaturii de reglare la punerea în funcţiune şi în timpul funcţionării este posibilă datorită prevederii unor borne sau bucşe de testare.

Există o tendinţă pronunţată spre tipizarea unor ansamble şi subansamble constructive şi funcţionale, atît pentru realizarea obiectivelor menţionate mai sus, cît şi datorită avantajelor de fabricaţie, punere în funcţiune şi întreţinere. Această tipizare constituie o preocupare actuală a industriei noastre.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Papadache, I., Weinrich, G., Landau, I. D., Anastasiu, S., Vărzaru, Em. ş, a. *Regulatoare electronice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1966.

[2] * * * Instrucţiuni de folosire a sistemelor UNIDIN. Pr. IPA 140.2, 1966.

[3] Tudor, V., Weinrich, G., Landau, I. D Bugariu, M. *Utilizarea sistemului de reglare UNIDIN la acţionarea electrică a transfercarelor de la laminorul bluming 1000 — Hunedoara.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4 1967, p. 150—152.

[4] Basarab, S., Constantinescu, V., Stuparu, A., Procopovici, E. *Echipament de reglare analogică-numerică pentru poziţionarea şurubului de presare.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 174—177.

[5] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I. *Sistem de reglare a turaţiei prin tensiunea indusului şi micşorarea fluxului la o acţionare reversibilă cu referinţă unică.* În: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1962, p. 102—111.

[6] Mihordea, P. *Reglarea turaţiei şi vitezei periferice a tăierii la strunguri carusel acţionate prin motor de c.c. cu alimentarea indusului prin amplificator magnetic.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 152—155.

[7] Mihordea, P., *Sincronizarea vitezei şi poziţiei acţionărilor electrice cu ajutorul regulatoarelor UNIDIN.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 183—184.

[8] Anastasiu, S., Ionescu, T., Wilheim, G. *Acţionări cu motoare de c. c. alimentate prin tiristoare.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 156—159.

[9] Vărzaru, Em., Emanoil, D., Gavăt, C. *Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu inele colectoare prin cascadă subsincronă cu mutatoare.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 163—169.

[10] Landau, I. D., Gavăt, Şt., Felea, M. *Scheme de reglare a vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, alimentate prin convertizoare cu tiristoare.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 169—173.

[11] STAS 6019—62. *Automatică — terminologie.*

[12] DIN 19 226/62. *Regelungstechnik und Steuerungstechnik.*

[13] Anastasiu, S., Wilheim, G. *Consideraţii tehnico-economice comparative asupra diferitelor tipuri de acţionări reglabile.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 184—188.

[14] Wagner, R. *Elektronischer Gleichstromsteller für die Geschwindigkeitssteuerung elektrischer Triebfahrzeuge.* In: Siemens-Zeitschrift, nr. 1, 1964, p. 14—19.

[15] Weinrich, G., Landau, I. D., Mihăilescu, I., Constantinescu. M., Gavăt, Şt. *Sistemul de reglare unificat, tranzistorizat, pentru procese dinamice rapide—UNIDIN.* In: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1965, p. 221—228.

[16] Neuffer, J., Sinn, G. *TRANSIDYN—B, ein Bausteinsystem für analoge Regelungsaufgaben in der Starkstromtechnik.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 8, 1965, p. 851—855.

[17] Kessler, C. *Über die Vorausberechnung optimalabgestimmter Regelkreise.* În: Regelungstechnik, nr. 1, 1955, p. 16—22: nr. 2, 1955, p. 40—49.

[18] Kessler, C. *Das symmetrische Optimum.* În: Regelungstechnik, nr. 11, 1958, p. 395—400.

[19] Kessler, C. *Ein Beitrag zur Theorie mehrschleifiger Regelungen.* În: Regelungstechnik, nr. 8, 1960, p. 261—266.

[20] Böhm, K., Bornhorst, H. *Thyristorgespeister Umkehrantrieb für eine Hebelmaschine.* În: Siemens-Zeitschrift, nr. 8, 1965, p. 873—877.

[21] Anastasiu, S., Landau, I. D, Ionescu, T., Grossu, Al., Gavăt Şt. *Reglarea autoadaptivă a acţionărilor electrice.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 177—182.

Ing. V. TUDOR, ing. G. WEINRICH, dr. ing. I. D. LANDAU şi ing. M. BUGARIU

# Utilizarea sistemului de reglare UNIDIN la acţionarea electrică a transfercarelor de la laminorul bluming 1000-Hunedoara

Transfercarul are rolul de a transporta lingourile încălzite în cuptoarele adînci, la caja de laminare. Distanţele pe care sînt amplasate cuptoarele adînci sînt funcţie de producţia laminorului bluming sau slebing, aşa încît la producţiile actuale s-a ajuns pînă la 250—300 m. La astfel de distanţe, problema alimentării corecte a cajei cu lingouri calde constituie o problemă importantă.

Producţia unui laminor bluming sau slebing este definită de timpul necesar prelucrării unui lingou funcţie de dimensiunile blumului sau slebului ; astăzi acest timp variază intre 35 şi 120 s.

Ţinînd seamă de distanţa relativ mare pe care sînt aşezate cuptoarele adînci de încălzire a lingourilor şi de durata scurtă de prelucrare a unui astfel de lingou, rezultă că problema transportului lingourilor calde la caja de laminat poate să prezinte aspecte dificile.

Vitezele pentru transfercare variază între 3 şi 7,5 m/s ; vitezele mari sînt specifice transfercarelor cu cablu, iar vitezele mici, celor cu cupă.

Cum aproape întreaga producţie a unui laminor trece prin transfercare, se cere ca acest utilaj să aibă o mare siguranţă în funcţionare, caracterizată prin precizie la oprire şi prin realizarea unei accelerări şi frînări uniforme, pentru a se păstra un ciclu constant.

În anul 1963 s-a introdus la noi în ţară la laminorul bluming de la Combinatul siderurgic Hunedoara un nou sistem de transfercar, transfercarul în circuit închis. Transfercarul este compus din trei cărucioare-platformă care funcţionează independent pe o cale ferată în circuit închis. Cărucioarele au o construcţie mecanică specială care permite să se facă întoarcerea pe o rază de circa 5 m (fig. 1). Fiecare cărucior are independenţă funcţională, comanda de funcţionare a ansamblului fiind unică. Acţionarea fiecărui cărucior se face cu un motor de c.c. 46/92 kW, 625/1250 rot/min, 220/440 V, alimentat de la un generator propriu de 120 kW, 460 V, iar generatorul are excitaţia alimentată de o amplidină de 5 kW, 230 V, care la rîndul său are înfăşurările de comandă alimentate de la un amplificator basculant bistabil transistorizat de 120 kW, 48 V din sistemul UNIDIN. Cărucioarele au mai multe trepte în viteză, viteză mare de palier, viteză redusă în curbele de întoarcere şi o viteză şi mai redusă la oprirea pentru descărcare pentru a se asigura oprirea exactă.

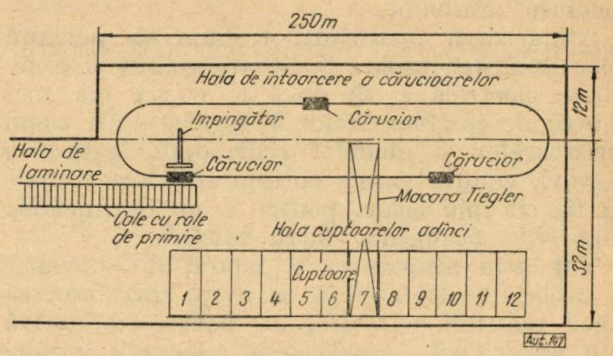



Fig. 1. Vedere de ansamblu a transfercarului.

Alimentarea motoarelor cărucioarelor se face prin linii de contact ; numărul liniilor se stabileşte după formula :

$$L = n + 5,$$

unde $n$ este numărul de cărucioare.

Comanda ansamblului de cărucioare se face fără reperarea vizuală a fiecărui cărucior, ci numai prin simpla indicare a prezenţei unui cărucior în locul impus pentru comanda fie a opririi, fie a pornirii. Aparatajul de comandă este comun pentru toate cărucioarele, iar selectarea comenzilor are loc automat printru-un sistem de „comandă pe secţii". Întregul traseu de funcţionare se împarte în secţii de funcţionare după formula :

$$N = n + 1.$$

Această formulă se deduce din condiţia că un cărucior poate intra pe secţia următoare numai dacă secţia este liberă, adică pe ea nu se află nici un cărucior.

Pentru acest mod de comandă, fiecare secţie are un controler de comadă. Selectarea comenzilor este realizată automat prin relee de curent minimal, introduse în circuitul principal, prin care se alimentează liniile principale pentru fiecare secţie şi cărucior. Comenzile pentru definirea poziţiei pe traseu a fiecărui cărucior sînt realizate cu relee de curent minimal în circuitul de excitaţie al motoarelor, prin secţionarea liniei de contact a alimentării excitaţiilor.

Procesele au loc astfel: linia de contact principală a unui cărucior este secţionată cu circa 3 m înaintea liniei de contact a excitaţiilor pentru o secţie, pentru ca înainte de a intra căruciorul pe noua secţie să-şi selecteze comanda, care se memorează; apoi el intră prin noua secţie şi, prin releele de poziţie, îşi asigură comanda pe această secţie. La intrarea pe noua secţie există un releu de anulare, care anulează toate comenzile pentru secţia părăsită şi o eliberează pentru căruciorul următor. În cazul cînd secţia din faţă este ocupată, un releu de poziţie pentru control la capătul

— limitarea curentului de accelerare şi frînare la circa 2,5 $I_n$;

— menţinerea punctului zero (poziţia de repaus este asigurată numai prin schema de reglare, neexistînd frîne mecanice);

— asigurarea distanţelor de frînare;

— oprirea cărucioarelor în faţa împingătorului fără oscilaţii şi, practic, fără suprareglaj.

Fiecare cărucior avînd independenţă funcţională, există cîte un echipament de reglare pentru fiecare în parte.

Schema-bloc a instalaţiei de acţionare electrică este dată în figura 2. Schema este com-

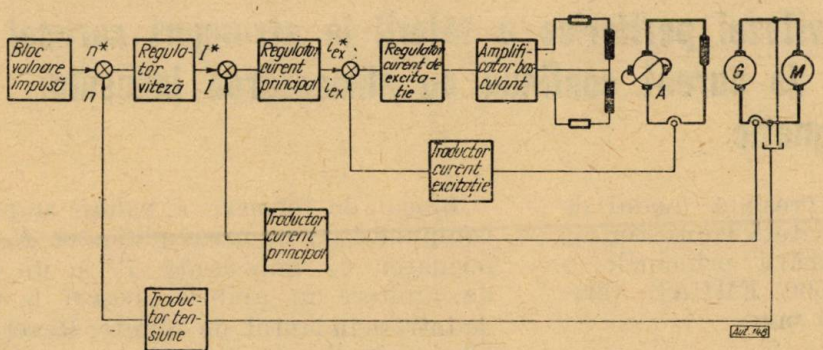



Fig. 2. Schema-bloc a acţionării electrice pentru un transfercar.

fiecărei secţii permite trecerea pe secţia următoare numai dacă este liberă; în cazul cînd este ocupată, dă comanda de oprire şi permite comanda în mod automat cînd secţia a fost eliberată. Automat se controlează tot cu relee de poziţie din circuitul de excitaţie reducerile de viteze la curbe, pentru asigurarea unei funcţionări fără avarii. Opririle la cuptoare sînt executate de asemenea automat prin relee de poziţie a fiecărui cuptor, după programul de lucru ales pentru descărcare.

Dat fiind că ciclul de lucru al macaralelor Tiegler depăşeşte, în ce priveşte anumite programe de laminare, ciclul de lucru al cajei, se realizează descărcarea unui cuptor cu două macarale Tiegler. Prin aceasta se reduce ciclul de alimentare cu lingouri şi se asigură funcţionarea continuă. Schema de comandă asigură, în acest regim de lucru, oprirea alternativă automată în faţa şi în spatele cuptorului care se descarcă prin faptul că o macara, după ce a luat lingoul, părăseşte spaţiul cuptorului şi se deplasează înainte sau înapoi, lăsînd loc pentru cea de-a doua macara. Acest mod de lucru este asigurat prin introducerea unor circuite de comandă „memorare-anulare", realizate cu releele de poziţie a cuptoarelor şi alte relee intermediare ale schemei. Un sistem sinoptic luminos indică starea cărucioarelor şi locul unde se află.

Condiţiile principale care sînt impuse instalaţiei de reglare automată sînt:

— reglarea vitezei căruciorului pe cele trei trepte (viteza maximă 4,15 m/s $\approx$ 15 km/h);

pusă din trei bucle de reglare în cascadă, şi anume: bucla de reglare a vitezei (bucla principală) şi două bucle subordonate (bucla de reglare a curentului prin motor şi bucla de reglare a curentului de excitaţie). Viteza se măsoară indirect prin tensiunea la bornele motorului. Valoarea impusă pentru treptele de viteză este obţinută de la o sursă de tensiune stabilizată şi este aplicată la intrarea regulatorului de viteză prin intermediul schemei de comandă cu relee.

Din măsurările efectuate a reieşit că:

— timpul de stabilire a curentului de accelerare şi frînare este de circa 160 ms, suprareglajul fiind mai mic decît 10% (răspuns fără oscilaţii);

— turaţia se stabileşte cu un suprareglaj mai mic decît 2% (fără oscilaţii);

— precizia de menţinere a zeroului în timp (un an): $< 1\ ‰$.

Echipamentele au fost realizate cu aparatură UNIDIN din seria 0. Punerea definitivă în funcţiune a fost făcută în cursul anului 1964 (echipamentele de la transfercarele *B* şi *C* la 31 mai şi echipamentul de la transfercarul *A* la 15 octombrie). De atunci echipamentele *A* şi *C* funcţionează fără nici o deficienţă (regim de lucru 24 h/24 h) şi fără să necesite o reajustare a regulatoarelor (deşi temperatura mediului ambiant depăşeşte uneori 40°C). La transfercarul *B* au apărut iniţial unele defecţiuni, datorite unor deficienţe în execuţia

elementelor de automatizare, după înlăturarea cărora funcţionarea a fost normală.

Măsurări efectuate periodic asupra instalaţiei au arătat menţinerea în timp a parametrilor instalaţiei la valorile fixate iniţial. Pînă la 1 iunie 1967 s-au totalizat circa 50 000 de ore de funcţionare pentru ansamblul celor trei echipamente.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Tudor, V. *Sistem de comandă electrică pentru transfercar în circuit închis.* Certificat de autor OSI.

[2] Weinrich, G., Landau, I. D., Mihăilescu, I., Constantinescu, M. şi Gavăt, Şt. *Sistemul de reglare unificat, transistorizat, pentru procese rapide — UNIDIN.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1965, p. 221—228.

Ing. P. MIHORDEA

# Reglarea turaţiei şi vitezei periferice a tăierii la strunguri carusel acţionate prin motor de curent continuu cu alimentarea indusului prin amplificator magnetic

În lucrarea de faţă se prezintă modul de soluţionare cu variator de viteză transistorizat de tip UNIDIN a acţionării principale a strungului carusel SC—2500 FMUAB (diametrul mesei rotative 2500 mm).

## 1. Schema funcţională a variatorului

Schema din figura 1 efectuează reglarea în cascadă a vitezei şi a curentului motorului de 65 CP curent continuu.

Reglarea vitezei de rotaţie a mesei rotative are loc în limitele 180—1800 rot/min. În domeniul vitezelor mici, reglarea turaţiei se realizează prin variaţia tensiunii rotorice la flux de excitaţie constant, iar în domeniul vitezelor mai mari, prin asocierea diminuării fluxului de excitaţie cu creşterea tensiunii rotorice, din momentul depăşirii pragului de tensiune $U_R$ de către aceasta din urmă. Trecerea de la reglarea vitezei de rotaţie prin tensiune la reglarea prin dezexcitare, însoţită de creşterea tensiunii rotorice, se face în mod lin, fără discontinuităţi şi cu suficientă precizie.

Amplificatorul magnetic trifazat $p_2$ din circuitul de forţă este comandat de amplificatorul transistorizat de 120 W basculant $p_1$.

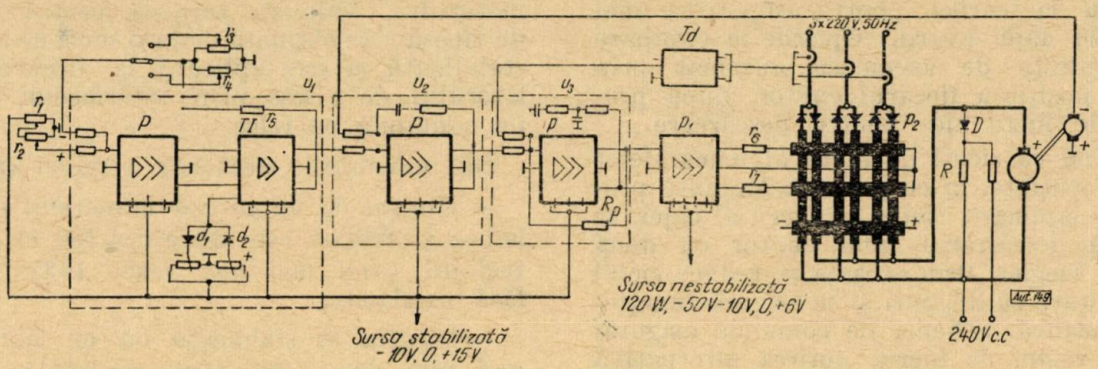



Fig. 1. Schemă-bloc funcţională cu variator de viteză electronic a strungului carusel SC—25, FMUAB.

Blocul de formare a valorii impuse $u_1$ se compune dintr-un preamplificator $P$, un transformator de impedanţă $TI$ şi un dispozitiv de limitare în ambele sensuri a mărimilor de intrare în lanţul de reglare. Reacţia acestui bloc se realizează fie prin rezistenţa fixă $r_5$, turaţia motorului menţinîndu-se constantă (viteza de tăiere variază cu diametrul piesei), fie prin potenţiometrele $r_3$, $r_4$, acţionate de cele două sănii ale strungului, în care caz reacţia variază după o hiperbolă, iar viteza periferică de tăiere rămîne constantă. Semnalele de ieşire ale blocului de formare a valorii impuse sînt independente atît de sarcină, datorită impedanţei mici de ieşire a transformatorului de impedanţă $TI$, cît şi de variaţia tensiunii reţelei, datorită faptului că alimentarea blocului de formare, ca şi a potenţiometrului de valoare impusă se face cu tensiuni stabilizate.

Pentru o precizie mai mare în fixarea vitezelor, valoarea mărimii de referinţă este introdusă cu ajutorul unui potenţiometru dublu $r_1$, $r_2$. Mărimea de ieşire a acestui potenţiometru variază după o parabolă şi în acest fel se ajunge la o repartiţie suficient de extinsă

în domeniul turaţiilor mici ale indicatorului de scară. Dacă la solicitarea bruscă de către un cuplu de sarcină se produce o scădere iniţială a vitezei, abaterea care rezultă comandă regulatorul de viteză $u_2$, iar acesta prescrie regulatorului de curent $u_3$ din subordine o valoare mai mare a curentului care să facă faţă sarcinii mărite. Regulatorul basculant $u_3$ din bucla de curent comandă amplificatorul maguetic $p_2$ prin intermediul amplificatorului basculant $p_1$.

## 2. Mărimi caracteristice, schema structurală a motorului, schema-bloc de reglare

Cunoscînd factorul de demultiplicare a vitezei strungului, $i = 16$, treptele suplimentare de reducere a turaţiei, 1/1, 1/3, 1/9, care se stabilesc cu ocazia prelucrării de aşchiere, precum şi momentul de giraţie al motorului $GD_m^2 = 40$ kgm², momentul de giraţie al mesei rotative libere $GD_{min}^2 = 72\,000$ kgm² şi momentul de giraţie al mesei rotative încărcată la maximum $GD_{max}^2 = 235\,000$ kgm², rezultă limitele posibile de variaţie a momentului de giraţie la axul motorului :

$$GD_s^2 = \left(GD_m^2 + \frac{1}{1}\cdot\frac{GD_{max}^2}{i^2}\right)\ldots\left(GD_m^2 + \frac{1}{9^2}\frac{GD_{min}^2}{i^2}\right) = 957\ldots43{,}5\ \text{kgm}^2. \quad (1)$$

Pentru rezistenţa globală a indusului $R_a = 0{,}104\ \Omega$, momentul de giraţie $GD_s^2 = 957 \ldots 43{,}6$ kgm², produsul constantelor maşinii $K_e K_M \varphi^2 = 0{,}118..0{,}0134$ (ca urmare a diminuării fluxului), constanta de timp electromecanică $T_m$ prezintă valori care se înscriu într-un domeniu cu limite largi de variaţie :

$$T_m = \frac{GD_s^2}{375}\cdot\frac{R_a}{K_e K_m \varphi^2} = 0{,}10\ldots19{,}8,\ \text{s}. \quad (2)$$

Dacă reglarea vitezei de rotaţie se face prin tensiunea rotorică la flux nominal, adică pînă la valoarea de 100 V, schema structurală a motorului capătă aspectul din figura 2.

În cazul reglării prin variaţia concomitentă a tensiunii rotorului şi a fluxului, corespun-

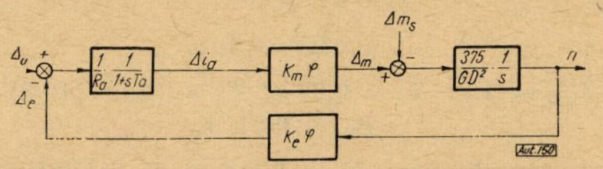


Fig. 2. Schema structurală a motorului de acţionare în cazul reglării turaţiei numai prin tensiunea rotorică.

zător tensiunii rotorice mai mari decît 100 V, schema structurală a motorului are aspectul din figura 3.

Structura schemei-bloc de reglare, cu exprimarea funcţiilor de transfer ale elementelor

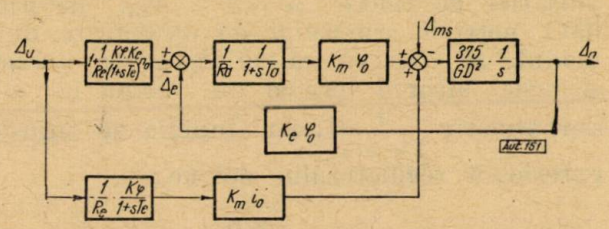


Fig. 3. Schema structurală finală a motorului de acţionare în cazul reglării turaţiei prin tensiune rotorică şi diminuare de flux.

componente, rezultă pe baza schemei funcţionale din figura 1 şi din precizările făcute mai sus în ce priveşte motorul de acţionare. Această schemă de reglare constituită din două bucle în cascadă este prezentată în figura 4.

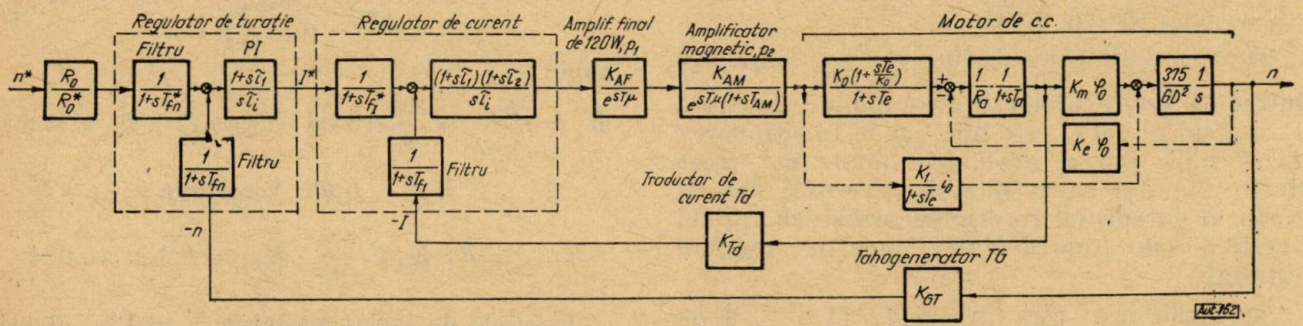



Fig. 4. Schema-bloc de reglare a vitezei şi curentului motorului principal de acţionare cu variator de viteză electronic a strungului carusel SC—2500, FMUAB.

## 3. Bucla de reglare a curentului

Dacă reglarea turaţiei se face numai prin tensiunea rotorică, adică pînă la valoarea de 100 V, funcţia de transfer exterioară regulatorului de curent este exprimată de relaţia :

$$Y_{exI}(s) = \frac{K_{exI}}{(1 + s\,T_{\Sigma I})(1 + s\,T_{AM})}\cdot \frac{sT_m}{1 + sT_m + s^2\,T_m T_a}, \quad (3)$$

unde :

$$K_{exI} = K_{AF} \cdot K_{AM} \cdot \frac{1}{R_a} \cdot K_{Td} = 6{,}4 \cdot 19{,}8 \cdot 9{,}8 \cdot 0{,}0326 \simeq 40 ;$$

$$T_{AM} = 1\ s ;\ T_a = 0{,}02\ s ;\ T_m = (0{,}1 \ldots 19{,}8)\ s ;\ T_{\Sigma I} = 0{,}01\ \text{s},$$

cu semnificaţia : $K_{exI}$—factorul de amplificare al obiectului de reglare, $T_{AM}$ — constanta de timp a amplificatorului magnetic, $T_a$ — constanta de timp a rotorului, $T_m$ — constanta de timp electromecanică, $T_{\Sigma I}$ — constanta echivalentă a timpilor mici (timpul mort al amplificatorului magnetic şi amplificatorului basculant, constanta de timp de filtrare).

Este de remarcat că $T_m \gg T_a$, iar în jurul pulsaţiei de tăiere $\omega_t = 1/2\ T_{\Sigma I}$, determinată potrivit criteriului de optimizare după modul, se observă că $sT_m \gg 1$. În această situaţie, ultimul termen din relaţia (3) este aproximativ $\frac{1}{1 + sT_a}$, iar funcţia de transfer exterioară regulatorului devine :

$$Y_{exI}(s) \simeq \frac{K_{exI}}{(1 + s\,T_{\Sigma I})(1 + sT_{AM})(1 + sT_a)} . \qquad (4)$$

Dacă reglarea turaţiei se face prin variaţia concomitentă a tensiunii şi a fluxului, adică în domeniul tensiunilor rotorice mai mari decît 100 V, structura motorului intervine în expresia funcţiei de transfer exterioare regulatorului cu termenii săi suplimentari. Este necesar să se analizeze influenţa acestor termeni şi să se hotărască în ce măsură trebuie să se ţină seamă de ei.

Termenul din calea de flux $\frac{K_1}{1 + sT_e}\ i_0$ nu are influenţă hotărîtoare asupra cuplului, deoarece la mersul în gol $i_0$ este mic, iar la funcţionarea în sarcină $\Delta\varphi$ se stabileşte mult mai încet decît $\Delta i_a$ din calea directă. Procesul tranzitoriu al curentului rotoric se realizează rapid ; aceasta este reprezentativ pentru regimul dinamic.

Termenul din calea directă $K_0 \left(1 + \frac{sT_e}{K_0}\right)$ de asemenea nu are o importanţă esenţială. Considerînd optimizarea buclei de reglare a curentului după criteriul modulului, se pot face simplificări în continuare în baza observaţiei că $T_e = 0{,}855 \gg 2T_{\Sigma I}$ şi $K_0 = 2{,}5$ este relativ mic :

$$\frac{sT_e}{K_0} \gg 1 ;\ 1 + \frac{sT_e}{K_0} \simeq \frac{sT}{K_0} ;\ K_0\left(1 + \frac{sT_e}{K_0}\right) \simeq s\,T_e .$$

Din analiza caracteristicii amplitudine-frecvenţă rezultă că modificarea introdusă se află în afara pulsaţiei de tăiere $\omega_t = 1/2T_{\Sigma I}$ aşa încît stabilitatea sistemului nu este influenţată. S-a ajuns astfel la expresia clasică a funcţiei de transfer exterioare regulatorului de curent :

$$Y_{exI}(s) \simeq \frac{K_{exI} \cdot K_0 \left(1 + \frac{sT_e}{K_0}\right)}{(1 + sT_{\Sigma I})(1 + sT_{AM})(1 + sT_a)(1 + sT_e)} . \qquad (5)$$

Astfel, în situaţia dată, existenţa a două constante de timp mari $T_{AM}$, $T_a$ şi a unei sume de constante de timp mici $T_\Sigma$, necompensabile, utilizarea unui regulator cu comportare PID, duc la performanţe ridicate în ce priveşte calitatea reglării, precizia, timpul de răspuns etc.

Funcţia de transfer a regulatorului, cînd obiectul de reglat este exprimat de relaţia (5), este de forma :

$$Y_{PID}(s) = \frac{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}{s\tau_i} . \qquad (6)$$

Prin aplicarea criteriului de optimizare după modul rezultă :

$$\tau_1 = T_{AM} = 1\ s ;\ \tau_2 = T_a = 0{,}02\ \text{s} ;\ \tau_i = 2K_{ex} \cdot T_{\Sigma I} = 0{,}8\ \text{s}.$$

## 4. Bucla de reglare a turaţiei

Funcţia de transfer exterioară regulatorului de turaţie are expresia :

$$Y_{ex.n}(s) = \frac{K_I}{1 + sT_I} \cdot K_m\Phi \frac{375}{GD^2} \cdot \frac{1}{s} \cdot K_{TG} \cdot \frac{1}{1 + s\,T_{fn}} = \frac{1}{s} \cdot \frac{K_{ex.n}}{(1 + sT_{\Sigma n})} , \qquad (7)$$

unde :

$$K_I = \frac{I_{lim}}{U_{sreg}} = \frac{300}{9} = 33{,}3 ;\ T_{\Sigma n} = T_I + T_{fn} = 35\ \text{ms} ;$$

$$K_{TG} = 0{,}06\ \text{V/rot/min} ;$$

$$K_{ex.n} = K_I \cdot K_m\Phi \frac{375}{GD^2} \cdot K_{TG} = 6{,}13 \ldots 0{,}094.$$

Limitele de variaţie a lui $K_{ex.n}$ (6,13...0,094) sînt determinate de variaţia factorului de transfer $K_m\Phi$ în raportul 1/3 şi a lui $GD^2$ în limitele 43,6...957 kgm $^2$. Scăderea maximă a lui $K_{ex.n}$ are loc pe treapta de viteză 1/1 şi diminuare de flux, iar efectul constă în mărirea duratei de reglare, apariţia unor oscilaţii lente şi puţin amortizate în jurul valorii staţionare. Această stare se elimină printr-o creştere corespunzătoare a factorului de amplificare al regulatorului atunci cînd funcţionarea are loc pe treapta de viteză 1/1. Ţinîndu-se seamă că pe această treaptă $K_{ex.n}$ scade în medie de 7,5 ori datorită creşterii lui $GD^2$, rezistenţa din circuitul de reacţie a regulatorului trebuie să crească în acelaşi raport.

Soluţia adoptată constă dintr-un regulator cu comportare *PI*, cu factor de amplificare în două trepte, în aşa fel încît ajustarea făcută pentru $K_{ex.max}$ şi $K_{ex.min}$ ale treptelor de turaţie 1/3 şi 1/9 să corespundă şi pentru treapta de turaţie 1/1. Este vorba deci de o ajustare într-o bandă largă în domeniul frecvenţelor pentru care variaţia maximă a factorului de amplificare nu duce la instabilitatea sistemului. În practică, aceasta se realizează cu două circuite de reacţie în paralel, cu ajutorul unui contact electric din schema de comandă.

Funcţia de transfer a regulatorului de turaţie cu comportare *PI* este de forma :

$$Y_{PI}(s) = \frac{1 + s\,\tau_1}{s\,\tau_i}. \qquad (8)$$

Optimizarea buclei de reglare a turaţiei după criteriul simetric este avantajoasă în cazul de faţă, deoarece perturbaţiile de sarcină sub formă de treaptă sînt transformate în perturbaţii rampă prin raportare la ieşirea sistemului, datorită efectului integrator al motorului. Din condiţiile de optimizare aplicate pentru treptele de turaţie 1/3 şi 1/9 rezultă constantele de timp ale regulatorului :

$$\tau_1 = 4\,T_{\Sigma n}\,\frac{K_{ex.max}}{K_{ex.min}} = 1{,}36\ s\ ;\ \tau_i = 2\,K_{ex.max}\cdot T_{\Sigma n}\cdot$$

$$\cdot\,\tau_1/T_i = 0{,}584\ \text{s},$$

unde :

$$K_{ex.max} = 6{,}13\ ;\ K_{ex.min} = 0{,}632.$$

## 5. Comportarea dinamică la şocuri de sarcină

În ipoteza că strungul carusel funcţionează fără variator de viteză, la curent de sarcină şi flux de excitaţie nominal, căderea de turaţie este :

$$\Delta n_s = \frac{R_a I_s}{K_e \Phi} = \frac{0{,}104 \cdot 250}{0{,}352} = 74\ \text{rot/min}.$$

La funcţionarea cu variator de viteză, şi anume pe treapta de viteză 1/1 şi $GD_{min}{}^2$, ajustarea fiind făcută după criteriul simetric, rezultă :

$$\Delta n_m = \Delta n_s\,\frac{1{,}8\,T_{\Sigma n}}{T_m} = 74\,\frac{1{,}8 \cdot 0{,}035}{0{,}74} \simeq 5{,}3\ \text{rot/min}.$$

Pe treptele de viteză 1/3 şi 1/9 căderea de turaţie este mai mare, deoarece constanta de timp electromecanică $T_m$ devine mai mică.

În ce priveşte ceilalţi parametri ai regimului dinamic, cum ar fi timpul de prima stabilire, suprareglarea maximă, sînt aceia corespunzători criteriilor de optimizare ale buclelor de reglare.

## 6. Concluzii

Variatorul de viteză a strungului carusel SC-2500 FMUAB constituie o soluţie de reglare a vitezei de lucru în condiţiile specifice impuse de tehnologia prelucrării metalelor. Cu ajutorul sistemului unificat de reglare UNIDIN s-au putut rezolva probleme complexe ale variatorului de viteză prezentat; în mod similar se pot rezolva şi obţine performanţe ridicate în orice domeniu al acţionărilor electrice reglabile.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Papadache, I., Weinrich, G. ş.a. *Regulatoare electronice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[2] Weinrich, G. ş.a. *Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu comandate prin tiristoare.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1963, p. 24—31.

[3] Ettner Nerbert ş.a. *Projektierung von Regelanlagen mit Bausteinen des Systems Transidyn B.* În : Siemens Zeitschrift, nr. 8, 1965, p. 860—866.

[4] Thron, W. *Einrichtungen zur automatischen Konstanthaltung der Schnittgeschwindigkeit bei Plandrehbänken.* In : BBC—Nachrichten, mart 1965, p. 146——149.

Ing. S. ANASTASIU, ing. T. IONESCU şi ing. G. WILHEIM

# Acţionări cu motoare de curent continuu alimentate prin tiristoare

Realizarea acţionărilor electrice reglabile cu motoare de curent continuu a evoluat în ultimii şase ani în direcţia utilizării intense a tiristoarelor ca elemente de execuţie, în detrimentul elementelor de execuţie electromagnetice (amplidine, amplificatoare magnetice, generatoare de curent continuu în sistem Ward-Leonard). În ultimii ani, o dată cu creşterea puterii la care se utilizează tiristoarele, acestea tind să înlocuiască şi mutatoarele cu vapori de mercur. Diagrama din figura 1 ilustrează evoluţia puterii totale a acţionărilor în curent continuu peste 25 kW cu mutatoare cu vapori de mercur (curba 1), cu tiristoare (curba 2) şi cu grup Ward-Leonard (curba 3), în Republica Federală a Germaniei, în perioada 1957—1964 [1].

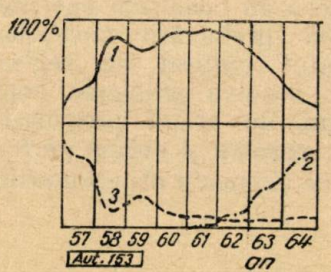



Fig. 1. Repartiţia procentuală a puterii acţionărilor în c.c. instalate în R.F.G. în perioada 1957—1964 :
*1* — acţionări cu mutatoare cu vapori de mercur; *2* — acţionări cu tiristoare; *3* — acţionări cu grup Ward-Leonard.

Preocupările pentru utilizarea tiristoarelor în acţionările electrice datează la noi din 1961, cînd s-au elaborat la IPA două acţionări în curent continuu pentru avansurile unei maşini de frezat prin copiere, al cărui prototip a fost expus la Expoziţia industriei electrotehnice din 1963. Ulterior s-au introdus în fabricaţie blocuri transistorizate, pentru comanda tiristoarelor în asemenea scheme, sub denumirea de „complex de comandă pe grilă", completîndu-se structura sistemului UNIDIN [2].

În cele ce urmează, se prezintă schemele de bază utilizate în acţionările electrice de curent continuu, soluţiile de comandă şi reglare preconizate şi verificate pe baza aparaturii fabricate în ţară, precum şi stadiul actual şi perspectivele utilizării acestor tipuri de scheme.

## Schemele principiale ale acţionărilor cu motoare de curent continuu

Utilizarea tiristoarelor la acţionările cu motoare de curent continuu se bazează pe alimentarea motorului pe indus şi, eventual şi pe excitaţie, de la redresoare reglabile.

Particularităţile tiristoarelor în ce priveşte parametrii de utilizare (tensiuni şi curenţi) impun utilizarea cu precădere a schemelor în punte. Dintre acestea, cele trifazate (fig. 2) sînt utilizate de preferinţă, prezentînd o ondulaţie redusă a tensiunii de ieşire, performanţe dinamice ridicate [3] şi acoperind o gamă de puteri între cîţiva kilowaţi şi 10 000 kW. Schema din figura 2 asigură funcţionarea în regim de

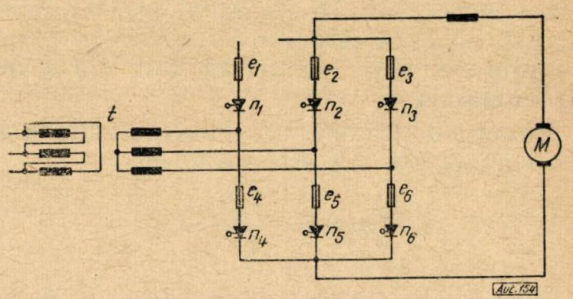



Fig. 2. Punte de redresare trifazată cu tiristoare :
$e_1-e_6$ — siguranţe; $k$ — inductanţă de filtrare; $M$ — motor de c.c.; $n_1 - n_6$ — tiristoare; $t$ — transformator de forţă.

redresor, precum şi în regim de invertor, realizînd forţarea anulării curentului de sarcină. În cazul cînd nu este necesară funcţionarea în regim de invertor, se preferă punţile semi-

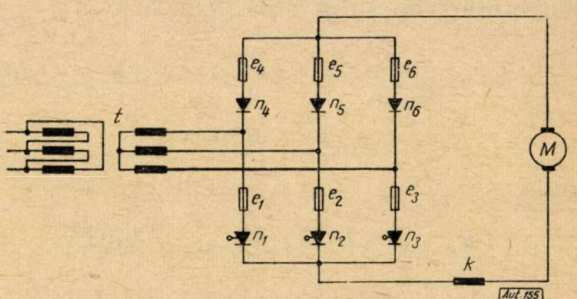



Fig. 3. Punte trifazată semicomandată :
$e_1 - e_6$ — siguranţe; $k$ — bobină de filtrare; $M$ — motor de c.c.; $n_1 - n_3$ — tiristoare; $n_4 - n_6$ — diode; $t$ — transformator.

comandate (fig. 3) care realizează o economie de tiristoare şi de aparatură de comandă a tiristoarelor respective. Pentru puteri mici şi în cazul în care nu se cere o ondulaţie foarte

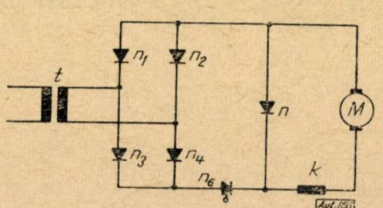



Fig. 4. Schemă de redresare cu tiristor pe partea de curent continuu a punţii monofazate :
$k$ — bobină de filtrare; $M$ — motor de c.c.; $n_1 - n_5$ — diode; $n_6$ — tiristor; $t$ — transformator.

redusă şi nici performanţe dinamice superioare, se foloseşte schema monofazată în punte sau schema monofazată cu tiristor pe partea de curent continuu a punţii (fig. 4).

Dacă procesul tehnologic impune reversibilitatea acţionării, adică inversarea curentului, fie în scopul inversării sensului turaţiei, fie doar în scopul frînării motorului, aceasta poate fi obţinută prin conectarea în antiparalel a două punţi cu tiristoare (fig. 5), fiecare punte putînd livra curentul în cîte un sens, după necesitate.

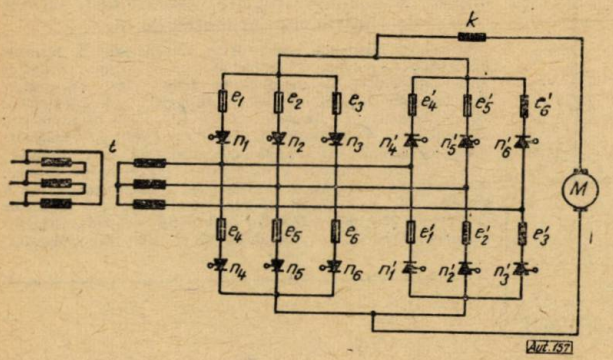



Fig. 5. Schemă reversibilă cu două punţi trifazate, conectate în antiparalel :

$e_1 - e_6$, $e'_1 - e'_6$ – siguranţe ; $k$ – inductanţă de filtrare ; $M$ – motor de c.c. ; $n_1 - n_6$, $n'_1 - n'_6$ – tiristoare ; $t$ – transformator de forţă.

## Aparatura de reglare şi comandă

În figura 6 se prezintă o schemă de reglare nereversibilă a vitezei de rotaţie a unui motor de curent continuu comandat pe indus. Reglarea se face în cascadă prin reglarea curentului indusului, cu limitare automată, în bucla subordonată, şi a vitezei de rotaţie în bucla principală. Comanda punţii cu tiristoare se face prin impulsuri al căror defazaj faţă de tensiunea reţelei este corespunzător valorii necesare a tensiunii pe indus. Impulsurile sînt furnizate de dispozitivele de comandă pe grilă *DCG*. Sincronizarea lor cu reţeaua este asigurată prin folosirea transformatoarelor de sincronizare $t_s$, iar defazajul, prin tensiunea de ieşire a regulatorului curentului *Reg. I*. Între regulatorul curentului şi dispozitivele de comandă pe grilă se conectează amplificatorul de intrare *AI*, care realizează adaptarea dintre impedanţa de ieşire a regulatorului *Reg. I* şi impedanţa de intrare a dispozitivelor de comandă pe grilă *DCG*. Întrucît puterea impulsurilor furnizate de acestea nu este suficientă pentru comanda aprinderii tiristoarelor, se folosesc amplificatoarele de ieşire *AE* conectate la ieşirea dispozitivelor *DCG*. Impulsurile de comandă sînt amplificate în putere şi sînt multiplicate pe circuite separate galvanic. Dispozitivul de limitare *DL* asigură limitarea unghiului de aprindere la valori convenabile. Mărimea curentului de sarcină este convertită în semnal unificat prin şuntul $f$ şi traductorul de curent *Trad.I*.

Cînd nu este posibilă utilizarea unui tahogenerator, turaţia se măsoară indirect prin măsurarea tensiunii electromotoare sau prin măsurarea tensiunii la borne şi introducerea unei corecţii în funcţie de curentul prin indus.

În cazul apariţiei unor supracurenţi pe partea de forţă, supracurenţi care pot periclita tiristoarele, intervine dispozitivul de protecţie la scurtcircuit *DP*, care blochează dispozitivele de comandă pe grilă *DCG*. Revenirea sistemului în stare de funcţionare se face prin acţionarea butonului *b*.

Schemele de comandă şi reglare a acţionărilor reversibile (fig. 7) sînt principial asemănătoare celor nereversibile, deosebirile provenind din necesitatea asigurării unor condiţii suplimentare impuse de inversarea sensului curentului şi oprirea sigură (fără fenomene de tîrîre).

Motorul $M$ este alimentat prin două punţi trifazate $n_1$ şi $n_2$, montate în antiparalel, dintre care una este întotdeauna blocată (schema fără curenţi de circulaţie). Cînd se comandă micşorarea valorii $n^*$ (mărimea impusă a turaţiei) sau schimbarea sensului turaţiei impuse, $I^*$ (mărimea impusă a curentului) îşi schimbă sensul. Ca urmare, comutatorul static *CS* intervine prin dispozitivul de comandă a opririi *DCO* asupra dispozitivului de deplasare *DD*. Acesta comandă trecerea bruscă în regim de ondulor a punţii care conducea. În momentul în care se anulează curentul măsurat, *CS* acţionează din nou asupra *DD*, care îşi încetează intervenţia. În acelaşi timp, puntea care conducea se blochează, iar puntea care era blocată se deblochează cu o temporizare de 3 ms, impusă prin comutatorul static. Prin aceasta se permite trecerea curentului prin motor în sensul invers celui precedent, realizîndu-se frînarea.

Pentru oprirea motorului se dă comanda $n^* = 0$, în care situaţie se produce inversarea

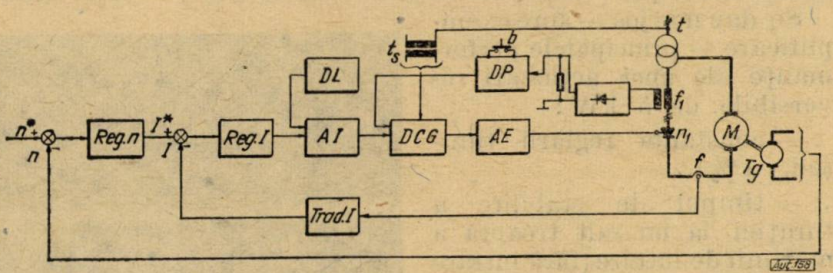



Fig. 6. Schemă de reglare nereversibilă a vitezei de rotaţie a unui motor de c.c. :

*AE* – amplificator de ieşire ; *AI* – amplificator de intrare ; *b* – buton de revenire a protecţiei ; *DCG* – dispozitiv de comandă pe grilă ; *DL* – dispozitiv de limitare ; *DP* – dispozitiv de protecţie ; *f* – şunt ; $f_1$ – transformator de curent ; $I$ – mărimea măsurată a curentului ; $I^*$ – mărimea impusă a curentului ; $M$ – motor de c.c. ; $n$ – mărimea măsurată a turaţiei ; $n^*$ – mărime impusă a turaţiei ; *Reg. I* – regulator de curent ; *Reg. n* – regulator de turaţie ; $t$ – transformator de forţă ; *Trad. I* – traductor de curent ; $t_s$ – transformator de sincronizare ; *Tg* – tahogenerator ; $n_1$ – punte de redresare.

curentului în scopul frînării, conform celor descrise mai sus. În momentul în care $n^* = n = 0$, *DCO* intervine asupra dispozitivului de scurtcircuitare *DS*, care scurtcircuitează ieşirile regulatoarelor curentului şi turaţiei, precum şi asupra dispozitivului de deplasare *DD*, care comandă ambele ieşiri ale *AI* în sensul trecerii redresoarelor în regim de ondulor. În acest fel se evită fenomenul de tîrîre datorit derivei regulatoarelor şi motorul se opreşte singur.

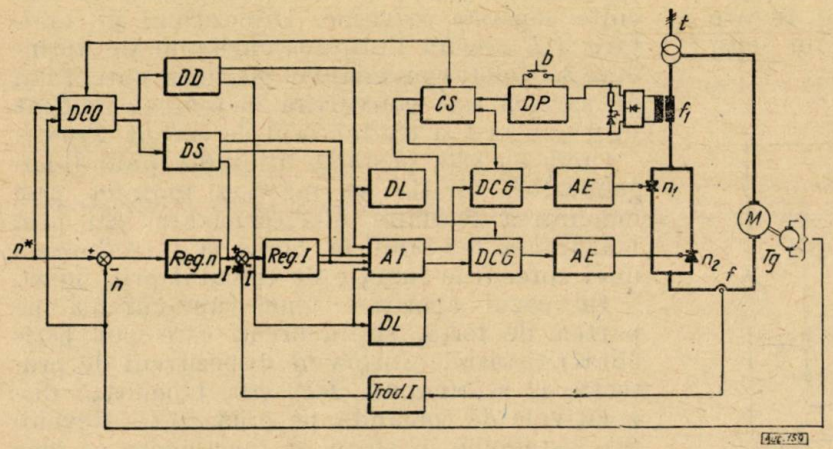



Fig. 7. Schemă de reglare reversibilă a vitezei de rotaţie a unui motor de c. c. :
*AE* – amplificator de ieşire; *AI* – amplificator de intrare; *b* – buton de revenire a protecţiei; *CS* – comutator static; *DCG* – dispozitiv de comandă pe grilă; *DCO* – dispozitiv de comandă a opririi; *DD* – dispozitiv de deplasare; *DL* – dispozitiv de limitare; *DP* – dispozitiv de protecţie; *DS* – dispozitiv de scurtcircuitare; *f* – şunt; $f_1$ – transformator de curent; *I* – mărimea măsurată a curentului; $I^*$ – mărimea impusă a curentului; *M* – motor de c.c.; *n* – mărimea măsurată a turaţiei; $n^*$ – mărimea impusă a turaţiei; $n_1$, $n_2$ – punţi de redresare; *Reg. I* – regulator de curent; *Reg. n* – regulator de turaţie; *t* – transformator de forţă; *Trad. I* – traductor de curent; *Tg* – tahogenerator.

Se dau mai jos – spre exemplificare – principalele performanţe ale unei acţionări reversibile de 5 kW :

– constanţa reglării turaţiei, 1%;

– timpul de stabilire a turaţiei la un salt treaptă a mărimii de intrare (fără intrare în limitare de curent), circa 150 ms;

– timpul de anulare a efectelor unei perturbaţii de sarcină egală cu sarcina nominală, 150 ms;

– abaterea tranzitorie maximă la şoc de sarcină nominal, 1,5% $n_n$;

– unghiul de rămînere în urmă a arborelui în acest caz, 10° la 1 500 rot/min.

Dacă se cere reglarea vitezei de rotaţie la valori peste turaţia de bază (pentru lărgirea gamei de reglare a turaţiei pînă la 1 :90) se foloseşte comanda simultană a motorului pe indus şi pe excitaţie (fig. 9). Reglarea turaţiei se realizează pentru putere constantă la turaţii superioare celei de bază şi pentru cuplu constant la turaţii sub cea de bază. Pentru diminuarea fluxului se foloseşte o schemă de reglare în cascadă, cu o buclă în care se reglează tensiunea electromotoare şi o buclă subordonată în care se reglează fluxul. Reglarea poate fi realizată şi convergent cu un singur regulator.

În cazul acestor scheme, acordarea optimă a regulatorului turaţiei, realizate la flux nominal nu mai este optimă la flux diminuat, datorită modificării constantei de timp electromecanice a motorului. În acest caz se foloseşte fie acordarea pentru bandă largă, fie (la o variaţie a fluxului mai mare decît 1 :1,5) reglarea autoadaptivă [5]. De asemenea, la schemele care cer precizie şi rapiditate mari este utilă folosirea reglării autoadaptive şi în bucla de reglare a curentului, din cauza regimului de curent întrerupt în care constanta de timp şi coeficientul de amplificare al circuitului indusului îşi modifică valoarea.

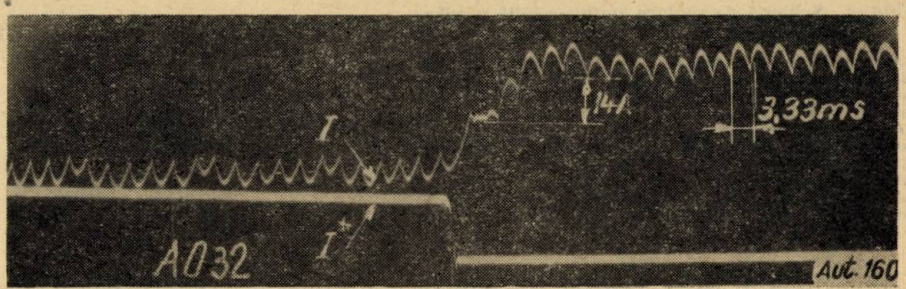



Fig. 8. Oscilograma formelor de undă a curentului la reversarea sensului de rotaţie a unui motor de c.c. comandat conform schemei din figura 7.

**Scheme specializate pentru acţionări în curent continuu**

Pentru aplicaţiile care necesită acţionări reglabile de puteri reduse, fără precizie sau performanţe dinamice deosebite, schemele cu aparatură tipizată nu sînt economice. Pentru

aceste situaţii se preconizează soluţii de acţionare specializate cu un volum redus de aparatură şi, în consecinţă, avînd un preţ de cost mai mic. Asemenea utilizări se întîlnesc, de exemplu, la acţionări de puteri mici pentru maşini-unelte, la acţionări din industria lemnului, surse de tensiune reglabilă pentru iluminat etc. Soluţii de acest gen sînt în curs de elaborare la IPA cu aplicaţie la maşinile-unelte.

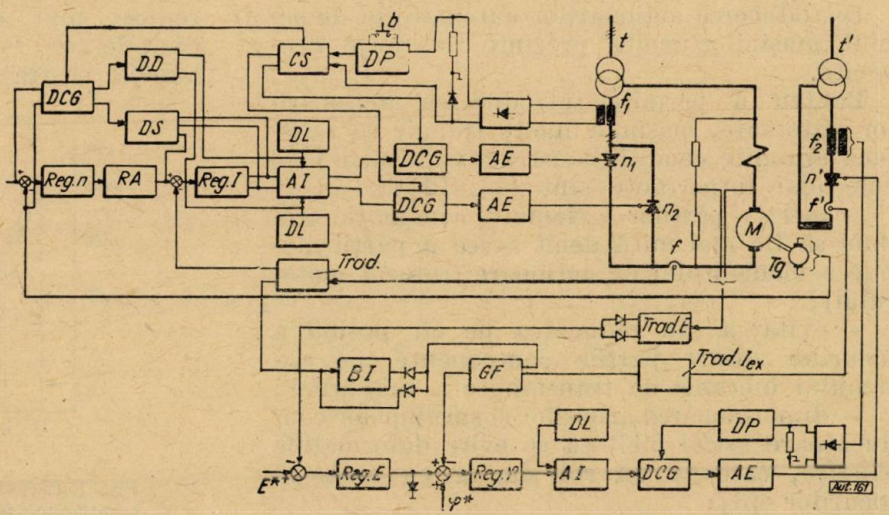



Fig. 9. Schema de reglare automată a unui motor de c.c comandat simultan pe indus şi excitaţie :

*AE* – amplificator de ieşire; *AI* – amplificator de intrare; *b* – buton de revenire a protecţiei; *BI* – bloc inversor; *CS* – comutator static; *DCG* – dispozitiv de comandă pe grilă; *DD* – dispozitiv de deplasare; *DL* – dispozitiv de limitare; *DS* – dispozitiv de scurtcircuitare; *E** – mărimea impusă a tensiunii electromotoare; *f*, *f'* – şunt; $f_1$, $f_2$ – transformator de curent; *GF* – generator de funcţie; *M* – motor de c.c.; *n'*, $n_1$, $n_2$ – punţi de redresare; *RA* – regulator adaptiv; *Reg. E* – regulatorul tensiunii electromotoare; *Reg.* φ – regulatorul fluxului; *Reg. I* – regulator de curent; *Reg. n* – regulator de turaţie; *t*, *t'* – transformator de forţă; *Trad. E* – traductor de tensiune; *Trad. I* – traductor de curent; *Trad.* $I_{ex}$ – traductor de curent de excitaţie; *Tg* – tahogenerator; φ* – mărimea impusă a fluxului; *DP* – dispozitiv de protecţie.

## Perspectivele utilizării acţionărilor în curent continuu cu tiristoare

Dezvoltarea acţionărilor reglabile în curent alternativ cu tiristoare a ridicat în mod logic problema în ce măsură acestea sînt capabile să înlocuiască acţionările cu motoare de curent continuu, avînd în vedere avantajele constructive, economice şi de întreţinere ale motoarelor de curent alternativ.

Alegerea este determinată de considerente tehnico-economice privind ansamblul acţionării [6]. Acţionările în curent continuu cu tiristoare prezintă avantajele următoare : gamă largă de variaţie a turaţiei, precizie şi rapiditate deosebită de stabilire a curentului şi cuplului motor prin neliniarităţi mai reduse decît la acţionările în curent alternativ cu convertizoare statice de frecvenţă. Ele sînt utilizate, practic, în exclusivitate la puteri foarte mari (peste 1 000 kW) sau la puteri mici (sub 3 kW), în cazul în care se menţine necesitatea unei game mai largi de reglare (peste 1 :2) şi nu se pun condiţii speciale de mediu, gabarit şi robusteţe.

Larga folosire a acestor tipuri de scheme a dus la tipizarea lor sub forma de ansamble pentru o gamă de puteri pînă la circa 300 kW.

Dezvoltarea schemelor cu motoare asincrone comandate prin convertizoare statice de frecvenţă, în sensul ieftinirii şi simplificării echipamentului, al creşterii siguranţei în funcţionare (despre care nu avem încă informaţii suficiente, utilizarea lor fiind abia în stadiul iniţial), va duce la extinderea utilizării lor în domenii unde actualmente se folosesc acţionări cu motoare de curent continuu. Corelarea acestor dezvoltări cu creşterea frecvenţelor de lucru nominale ale motoarelor asincrone ar putea duce la realizarea unor gabarite şi momente de inerţie mai reduse ale ansamblului format de motor şi utilajul acţionat.

Acţionări reversibile cu motoare de curent continuu sînt în curs de execuţie la două mecanisme de deplasare pentru ferăstrău de laminate la laminorul de 800 mm de la Combinatul siderurgic Hunedoara, precum şi la patru mecanisme de încărcare-descărcare la cuptorul de la laminorul de ţevi de la uzinele „Republica".

### BIBLIOGRAFIE

[1] Schliephake, G., Wiegand, A. *Gleichstromantriebe mit Thyristorstromrichter.* În : AEG Mitt., nr. 6, 1966, p. 366–370.

[2] Weinrich, G., Landau, I. D., Mihăilescu, I., Constantinescu, M. şi Gavăt, St. *Sistemul de reglare unificat, transistorizat, pentru procese dinamice rapide.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1965, p. 221–228

[3] Anastasiu, S., Constantinescu, M., Emanoil, D. *Sisteme de reglare moderne cu elemente de execuţie cu tiristoare pentru acţionări electrice în curent continuu.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1966, p. 149–154.

[4] Papadache, I., Weinrich, G. ş.a. *Regulatoare electronice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1966.

[5] Anastasiu, S., Landau, I. D. ş.a. *Reglarea autoadaptivă a acţionărilor electrice.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967. p. 177–182.

[6] Anastasiu, S., Wilheim, G. *Consideraţii tehnico-economice asupra diferitelor tipuri de acţionări reglabile.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 184–188.

Ing. A. PREDOI

# Perspectiva acţionărilor automate în domeniul maşinilor-unelte

Introducerea acţionărilor automate în domeniul maşinilor-unelte prezintă avantaje deosebite.

Pentru a permite introducerea acţionărilor automate, maşinile-unelte trebuie să satisfacă anumite condiţii constructive, dintre care cele mai importante sînt [1], [2]:

— inerţia părţilor sistemului cinematic trebuie să fie mai mică decît aceea a părţii mobile a elementului de acţionare (rotorul motorului);

— evitarea sau reducerea pe cît posibil a jocurilor dintre părţile componente ale sistemului mecanic de transmitere a mişcărilor;

— dimensionarea arborilor şi şuruburilor conducătoare astfel încît să se evite deformaţiile elastice, care au un rol similar cu acela al jocurilor [3];

— evitarea elementelor cinematice inutile, mai ales arborii cu lungimi mari şi transmisiile în unghi;

— elementul de acţionare (motorul) şi sistemul cinematic de transmitere a mişcărilor trebuie să formeze un ansamblu compact;

— ansamblul motor—sistem de transmisie trebuie să fie montat acolo unde cuplul de rotaţie este transformat în mişcare liniară, adică la extremitatea şurubului conducător, sau cînd este vorba de un şurub fix, unde se găseşte articulaţia (nuca) de comandă şi, de asemenea, cînd se utilizează cremaliere, direct alături de pinionul de comandă.

## I. Tipurile acţionărilor automate aplicate în domeniul maşinilor-unelte

Cele mai răspîndite tipuri de acţionări în domeniul maşinilor-unelte sînt [4]:

— acţionările electromecanice în trepte (fig. 1, *a*);

— acţionările electrice continue (fig. 1, *b*);

— acţionările electrohidraulice în trepte şi continue;

— motoarele pas cu pas.

În cele ce urmează se vor prezenta aspecte legate de cele electromecanice şi electrice continue, cu atît mai mult cu cît utilizarea motoarelor hidraulice, pentru acţionările principale, în ultimii ani se află în scădere rapidă [5].

### 1. *Acţionări electromecanice comandate în trepte (fig. 2) [6]*

În general se utilizează cuplaje electromagnetice cu lamele din oţel străbătute de flux. Pentru regimuri de lucru cu constante de timp reduse, mai ales pentru comenzi numerice, se folosesc fie cuplaje electromagnetice cu lamele nestrăbătute de flux, fie cu lamele

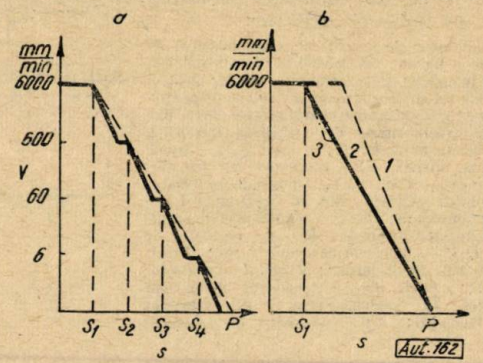



Fig. 1. Caracteristicile viteză-cursă în coordonate logaritmice pentru un avans de poziţionare la cotă:

*a* — comandă; *b* — reglare; *1* — caracteristica de frînare maximă; *2* — caracteristica de frînare reglată; *3* — caracteristica de frînare comandată; $S_1-S_4$ — puncte de comutare a treptelor de viteză; *P* — poziţia finală.

străbătute de flux, dar utilizînd sisteme cu excitaţie rapidă sau supraexcitaţie şi elemente (rezistenţe) limitatoare [7].

În fabricaţia de maşini-unelte din ţara noastră acţionări electromecanice comandate în trepte prin cuplaje electromagnetice există la familiile de maşini de alezat şi frezat, la maşinile de frezat universale şi de frezat dan-

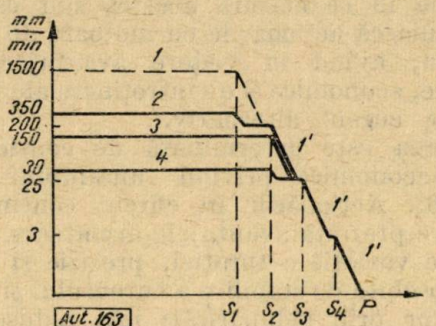



Fig. 2. Caracteristicile cursă-viteză de avans ale comenzii treptelor de acţionare pentru o prelucrare rectiliniară:

$S_1-S_4$ — puncte de comutaţie a treptelor; *P* — punct final; *1* — caracteristica pentru mers rapid; *2*, *3*, *4* — caracteristicile pentru diferite avansuri, în coordonate logaritmice.

tură. Sînt de asemenea introduse acţionări prin cuplaje electromagnetice cu excitaţie forţată la maşina de alezat şi frezat, prevăzută a se realiza cu echipament de conducerè numerică.

O altă soluţie utilizează un motor de curent continuu, alimentat rotoric printr-un grup convertizor Ward — Leonard. Treptele de vite-

ză de rotaţie ale motorului se obţin prin treptele de tensiune ale tensiunii generatorului, ca rezultat al variaţiei excitaţiei acestuia. Soluţia este aplicabilă şi la maşinile-unelte automate cu programare numerică la care conectarea treptelor se iniţiază prin informaţiile care sînt cuprinse în suportul program, de exemplu în banda perforată.

Caracteristicile funcţionale sînt similare celor reprezentate în figura 2.

### 2. *Acţionări electrice continue*

Schemele tipice uzual aplicate se bazează aproape exclusiv pe motoare de curent continuu, utilizînd transformarea locală a curentului alternativ trifazat în curent continuu [4].

Rezultatele recente obţinute în reglarea vitezei de rotaţie a motorului de curent alternativ prin variaţia tensiunii şi frecvenţei [8], [9], utilizînd elemente convertoare moderne [10], reprezintă soluţii cu performanţe mult superioare cerinţelor necesare acţionărilor în domeniul maşinilor-unelte şi la costuri destul de ridicate, fapt pentru care nu vor fi avute în vedere acum.

La realizarea schemelor de acţionare continuă se impune să se aibă în vedere :

— caracterul acţionării : reversibile în majoritatea cazurilor la acţionările de avansuri, nereversibile în unele cazuri de acţionări principale ;

— tipul elementului de execuţie : amplificator magnetic pentru acţionările nereversibile, generator de curent continuu în sistem generator-motor sau redresor reglabil cu tiristoare sau tiratroane pentru acţionări reversibile ;

— funcţionarea la putere constantă sau cuplu constant, în cazul acţionărilor principale ;

— tipul traductorului : tahogenerator, traductor de curent.

Reglarea uzuală este de tipul în cascadă, realizată prin legarea în cascadă a regulatorului curentului şi vitezei de rotaţie, ceea ce reprezintă avantaje prin faptul că :

— asigură evitarea şocurilor în scule ;

— asigură suprareglări reduse la intrări în zonele de limitări ;

— asigură optimizarea simplă, succesivă, circuit cu circuit a regulatorului, prin fracţionarea funcţiei de transfer (a elementului de execuţie şi a mărimii reglate).

Schemele structurale tipice prezentate detaliat în alte lucrări [11], [12], [13], [14].

Pentru reglarea acţionărilor în cazul maşinilor-unelte automate comandate după program, schema de reglare a poziţiei se realizează prin producerea suplimentară a unei bucle de reglare, care va avea subordonată bucla de reglare a turaţiei (fig. 3) [11].

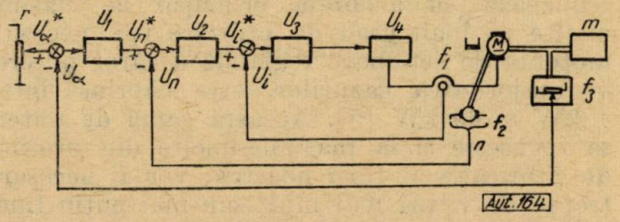



Fig. 3. Schemă de reglare a vitezei de poziţionare :
$U_1$, $U_2$, $U_3$ — regulatoare de poziţie, rotaţie şi curent ; $f_1$, $f_2$, $f_3$ — traductoare de curent, de tensiune (tahogenerator), de poziţie (selsin, potenţiometru) ; $U_{\alpha}^*$, $U_n^*$, $U_i^*$, $U_{\alpha}$, $U_n$, $U_i$ — mărimea de referinţă, respectiv măsurată, a poziţiei vitezei de rotaţie şi curentului.

Caracteristicile viteză-cursă (la scara logaritmică) obţinute în cazurile acţionărilor continue sînt ilustrate în figura 4.

În fabricaţia de maşini-unelte din ţara noastră, acţionările electrice continue sînt apli-

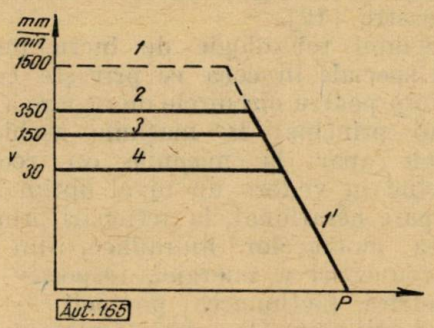



Fig. 4. Caracteristicile viteză-cursă, în coordonatele logaritmice, ale reglării vitezei unei acţionări :
*P* — poziţia finală ; *1* — caracteristicile pentru mers rapid ; *2*, *3*, *4* — caracteristicile de poziţionare pentru diferite viteze de avans.

cate la familia de strunguri carusel, la care elementul de execuţie este un amplificator magnetic, şi la maşinile de frezat prin copiere, la care drept element de execuţie sînt utilizate tiratroane.

## II. Domeniul de aplicare în perspectivă a acţionărilor automate la maşinile-unelte şi caracteristicile necesare fiecărui domeniu

Soluţiile de acţionări prezentate se vor aplica în perspectivă în mod curent la două sisteme de acţionare a maşinilor-unelte, şi anume la [15] :

— sistemele de acţionare pentru arborele principal, şi

— sistemul de acţionare pentru deplasarea săniilor (avansuri).

1. *Sisteme de acţionare pentru arborele principal*

— Principalele operaţii de aşchiere care se realizează cu arborele principal la maşini-unelte cu înalt grad de utilizare vor necesita motoare de acţionare reglabilă a căror putere, în majoritatea cazurilor, este cuprinsă între 4 kW şi 60 kW [5]. Această gamă de puteri se regăseşte şi la maşinile-unelte din profilul de fabricaţie al ţării noastre; vor fi necesare trepte de viteză mai mult sau mai puţin fine, fără a necesita un regim de lucru reversibil fără trepte, în special pentru maşinile-unelte convenţionale; pentru cele ce urmează să se echipeze cu comandă numerică, este necesar să se analizeze de la caz la caz.

— Pentru cele mai numeroase aplicaţii va fi suficient un regim de lucru la putere constantă în cazul vitezelor de rotaţie reduse, pe cînd la viteze mari se impune regimul de acţionare la putere variabilă; asemenea regim combinat de acţionare reglabilă se întîlneşte la familia de strunguri carusel din fabricaţia ţării noastre [12].

— Regimul tehnologic de lucru nu pune condiţii speciale în ceea ce priveşte constanta de timp pentru circuitele de reglare a vitezei arborelui principal la maşinile aşchietoare; exigenţele apar la maşinile de rectificat.

— Avînd în vedere un nivel optim al costului, apare neraţional, la acţionări principale, utilizarea motoarelor hidraulice, din cauza dublei convertiri a energiei, respectiv „energia electrică (acţionarea pompei) → presiunea uleiului (pompă) → energia mecanică (motor hidraulic)".

— Din punct de vedere energetic, utilizarea dispozitivelor de comandă de la distanţă cu transformarea simultană a momentului de rotaţie, realizabil prin folosirea cuplajelor electromagnetice cu lamele parcurse de flux, apare drept cea mai raţională; în acelaşi timp se impune acţionarea electrică continuă pentru arborele principal al maşinilor destinate uzinării cu viteză de aşchiere constantă, în scopul asigurării unei suprafeţe prelucrate cît mai uniforme, cum şi pentru solicitarea uniformă a sculei.

Aceste aspecte, care caracterizează acţionarea arborelui principal, sînt valabile în mod corespunzător pentru majoritatea maşinilor-unelte, adică atît pentru cele convenţionale, cît şi pentru cele automate cu programare numerică.

2. *Sistemele de acţionare pentru mişcările săniilor (acţionările avansurilor)*

— Puterile intervenind în acţionarea avansurilor se vor încadra între [2], [15]:

a) 2 kW pînă la 12 kW pentru maşinile-unelte cu ghidaje de alunecare, cazul general al maşinilor cu comenzi convenţionale ce se fabrică în ţară;

b) 100 W la 3 kW pentru maşinile-unelte cu ghidaje de rostogolire, cazul frecvent întîlnit la maşinile-unelte automate comandate numeric.

— Transmisiile prin cuplaje electromagnetice, cu largă aplicaţie în acţionările avansurilor maşinilor convenţionale şi parţial la cele comandate numeric de tipul punct cu punct şi prelucrarea rectiliniară, prezintă avantajul unui minim de locuri de cuplare şi de transformare a energiei în fluxul energiei totale de acţionare; asemenea tipuri de transmisii în acţionări se întîlnesc curent la maşinile-unelte convenţionale şi au fost adoptate şi la maşinile de alezat şi frezat, în curs de asimilare, cu echipament numeric.

— În general, acţionările continue de avansuri reprezintă o necesitate absolută numai în cazul introducerii comenzilor numerice de conturare, ceea ce constituie activitatea de perspectivă imediată pentru industria constructoare de maşini din ţara noastră.

— La acţionările de avansuri, motoarele hidraulice de tip cu pistonaşe axiale, cu un moment de 1/5—1/10 din cel al motoarelor electrice de curent continuu de aceeaşi putere, sînt de preferat în locul acestora [16].

— Comenzile hidraulice sînt prejudiciate de variaţia viscozităţii uleiului cu temperatura, ceea ce implică la instalaţii mari măsuri pentru stabilizarea temperaturii.

— Considerînd valorile defavorabile ale efectului inerţiei maselor la motoarele electrice şi variaţia viscozităţii uleiului, cum şi şirul lung de transformări de energie ce apar la utilizarea motoarelor hidraulice, rezultă aplicarea soluţiilor electrice la maşini cu comandă numerică de conturare cu condiţii uşoare şi a soluţiilor hidraulice la maşinile de mărime medie, cu condiţii mai grele, ţinînd seamă că, spre deosebire de acţionările principale, acţionările avansurilor la circa 70% din maşinile-unelte comandate numeric care se fabrică în S. U. A. sînt electrohidraulice [5].

— Perfecţionarea motoarelor electrohidraulice pas cu pas de puteri mari va putea modifica tendinţa acţionărilor reglabile mai ales la maşinile-unelte cu conducere numerică, ajungîndu-se eventual la renunţarea sistemelor de măsurare a deplasării prin traductoare de poziţie.

Din punct de vedere al preocupărilor de perspectivă imediată cu privire la tehnica acţionărilor automatizate ale maşinilor-unelte în curs de modernizare sau de asimilare este necesar să se aibă în vedere aplicarea motoarelor pas cu pas o dată cu introducerea sistemelor numerice de conturare, obţinîndu-se astfel închiderea buclei de reglare prin mărimea de deplasare necesară prelucrării tehnologice.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Bock, L. *Anforderungen an die Antriebe für numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen.* În: Antriebstechnik, nr. 11, 1965.
[2] Bock, L. *Commandes à courant continu à grande accélération dans une gamme de vitesse étendue pour l'avance des machines-outils.* În: Revue Siemens, nr. 2, 1965, p. 62—68.
[3] Hailer, J. *Der Einfluss von Schwingungen auf die Genauigkeit von Verregelkreisen bei numerisch gesteuerten Maschinen.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 9, 1964, p. 680—685.
[4] Simon, W. *Conducerea numerică a mașinilor-unelte.* București, Ed. tehnică, 1967.
[5] RKW Bericht 198: *Stand und Anwendung der numerischen Steuerung in den U.S.A. 1963.* Berlin, Springer-Verlag, 1964.
[6] Bock, L. *Elektrische und elektromechanische Antriebssysteme für numerisch gesteuerte Werkzeugmaschine.* VDI-Bildungswerk, Beitrag 347.
[7] *Elektrische Zubehör für Elektrokupplungen Original Z. F. 10.*
[8] De Carli, A., Murgo, M., Ruberti, A. *Speed control of induction motors by frequency variation.* Istituto di elettrotecnica Roma, raport 2.
[9] Landau, I. D., Gavăt, Șt., Felea, M., Manolescu, R. *Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variația tensiunii și frecvenței cu ajutorul convertizoarelor statice cu tiristoare.* În: Electrotehnica, nr. 7, 1966, p. 240—251.
[10] De Carli, A., Murgo, M. *Transduttore tensione-frequenza con uscita trifase sinusoidale.* În: L'Elettrotecnica, nr. 2, 1965.
[11] Papadache, I. ș.a. *Regulatoare electronice.* București, Ed. tehnică, 1966.
[12] Mihordea, P. *Reglarea turației și vitezei periferice a tăierii la strunguri carusel acționate prin motor de curent continuu cu alimentarea indusului prin amplificator magnetic.* În: Automatica și Electronica, nr. 4, 1967, p. 152—155.
[13] Campo, A. *Applicazioni dei diodi controllati al silicio nel comando numerico continue delle macchine utensili.* În: Automazione e Automatismi, nr. 3, 1966.
[14] Bakel, F. *Factor to consider in the design of machines equipped with automatic controls.* 6-th international MTDR conference 1965.
[15] Simon, W. *Gegenüberstellung von elektrischen und hydraulischen Antriebssystem bei numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen.* VDI-Bildungswerk, Beitrag 371.
[16] Stoker, M. *How to prove the profit in numerical control.* În: Amer. mach., nr. 513, oct 1961.

Ing. Em. VĂRZARU, ing. Doina EMANOIL și ing. Cornelia GAVĂT

# Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu inele colectoare prin cascadă subsincronă cu mutatoare

În tehnica acționărilor electrice reglabile există tendința de a utiliza în locul motoarelor de curent continuu motoarele asincrone, care sînt mai robuste, mai ieftine și mai ușoare.

Spre deosebire de motorul asincron în scurt-circuit, la care pentru varierea vitezei fără pierderi suplimentare este necesară o instalație relativ complexă pentru schimbarea simultană a amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare, la motorul asincron cu inele colectoare existența unei legături electrice permanente cu rotorul permite realizarea unor instalații de variere a vitezei practic similare cu cele utilizate pentru motorul de curent continuu.

Deoarece pentru varierea continuă a vitezei motoarelor cu inele colectoare în circuitul rotoric (circuitul secundar) se conectează dispozitive care permit o circulație de energie de la sau spre rotor, instalațiile respective au primit denumirea de cascade.

Montajele în cascadă se pot realiza fie cu mașini electrice (cascada Scherbius, cascada Krämer), fie cu mutatoare (tiristoare sau redresoare cu vapori de mercur). Cascadele cu mașini electrice utilizează, în toate cazurile, mașini cu colector, deci sub acest aspect nu prezintă avantaje față de acționările cu motoare de curent continuu.

Datorită progreselor în domeniul semiconductoarelor, tendința este de a utiliza tot mai frecvent cascadele cu mutatoare și în special cele cu tiristoare.

În cascadele cu mutatoare se realizează o legătură electrică între rotor și rețea. Frecvența tensiunii din rotor variind în funcție de alunecare, cascada trebuie să conțină un convertizor static de frecvență. Convertizoarele de frecvență pot fi cu comutare forțată sau cu comutare naturală a redresoarelor. În cascadele cu mutatoare se preferă convertizoarele de frecvență cu comutare naturală, care sînt mai simple și mai sigure în funcționare.

Schema de principiu a unei cascade cu convertizoare de frecvență cu comutare naturală este indicată în figura 1. În cazul general, atît grupul I, cît și grupul II sînt constituite din redresoare comandabile. Transformatorul dintre grupul I și rețea servește pentru adaptarea dintre tensiunea rețelei și tensiunea din rotorul motorului asincron. În circuitul de curent continuu este montată o bobină care preia diferența dintre componentele alternative ale celor două grupuri de redresoare.

Impulsurile de comandă pentru grilele grupului I sînt sincronizate cu tensiunea rețelei. Grupul II este alimentat de la tensiunea

rezultată în rotor, a cărei frecvenţă variază. În consecinţă, impulsurile de comandă pe grilele grupului II trebuie sincronizate cu frecvenţa tensiunii din rotor.

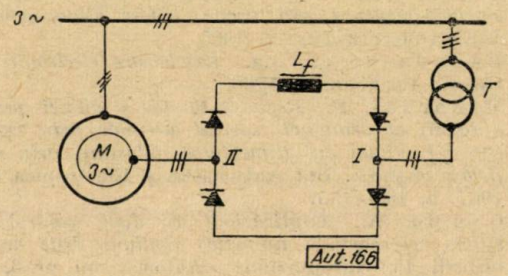



Fig. 1. Cascada cu convertizor de frecvenţă cu comutare naturală.

Pentru ca maşina asincronă să nu fie încărcată în mod suplimentar cu curent reactiv, grupul II funcţionează întotdeauna fie cu comandă maximă pentru regim de redresor, fie cu comandă maximă pentru regim de invertor. Grupul I poate funcţiona atît în regim de invertor, cît şi în regim de redresor, cu comandă variind între aceste două limite.

În acest montaj, motorul asincron poate să funcţioneze în regim de motor sau de generator asincron atît în domeniul subsincron, cît şi în domeniul suprasincron [2].

Valoarea cuplului maxim corespunzător maşinii cu rotorul în scurtcircuit se păstrează în acest montaj în cascadă în toată gama de variere a vitezei, maşina păstrîndu-şi de asemenea caracterul „derivaţie".

O observaţie importantă constă în aceea că puterea grupurilor de redresoare I şi II nu trebuie să fie egală în toate cazurile cu puterea motorului, ci este proporţională cu gama dorită de variere a vitezei sub sau peste viteza de sincronism.

Într-adevăr, dacă din punct de vedere al curentului ele trebuie dimensionate la curentul nominal rotoric al motorului, din punct de vedere al tensiunii, dimensionarea trebuie făcută numai pentru tensiunea maximă care apare în circuitul rotoric, care este proporţională cu gama de viteze dorită.

Din punct de vedere al realizării unui astfel de montaj, dificultatea principală constă în execuţia unui dispozitiv de comandă pe grilă pentru grupul II, deoarece acest dispozitiv trebuie să funcţioneze la frecvenţe şi tensiuni variabile. Dispozitivul care comandă grilele grupului I este identic cu cele utilizate în redresoarele comandate obişnuit.

Dacă maşina urmează a fi utilizată numai ca motor în domeniul subsincron sau ca generator asincron în domeniul suprasincron, montajul se simplifică prin aceea că grupul II este constituit din redresoare simple. În acest fel echipamentul necesar pentru realizarea acestui montaj în cascadă este analog cu echipamentul necesar pentru comanda pe indus a unui motor de curent continuu în schemă nereversibilă. Montajul corespunzător a fost denumit cascada subsincronă cu mutatoare.

## 1. Funcţionarea motorului asincron în cascadă subsincronă cu mutatoare

### 1. 1. *Viteza de mers în gol*

Tensiunea la bornele redresorului, motorul funcţionînd în gol, are valoarea:

$$U_{R0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{20}\, a_0,$$

în care:

$U_{20}$ este tensiunea pe fază în rotor cînd motorul este calat;

$a_0$ — alunecarea la mersul în gol.

Această tensiune trebuie să fie egală cu tensiunea invertorului, a cărei expresie este:

$$U_I = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2t} |\cos \alpha|,$$

în care:

$U_{2t}$ este tensiunea pe fază în secundarul transformatorului;

$\alpha$ — unghiul de comandă al invertorului.

În consecinţă, rezultă valoarea alunecării la mersul în gol:

$$a_0 = \frac{U_{2t}}{U_{20}} |\cos \alpha|$$

sau a vitezei la mersul în gol:

$$n_0' = n_0 - n_0 \frac{U_{2t}}{U_{20}} |\cos \alpha|,$$

în care:

$n_0$ este viteza de sincronism.

În sarcină va rezulta o tensiune $U_R$ mai mică decît $U_{R0}$ datorită căderilor de tensiune în motor. Deci, la o valoare $U_I$ dată va rezulta o alunecare mai mare, respectiv o viteză mai mică decît valorile calculate anterior.

Pentru a se obţine o schemă echivalentă a motorului asincron funcţionînd în cascadă subsincronă, trebuie să se recurgă la o reprezentare trifazată ca în figura 2.

### 1. 2. *Diagrama curentului motorului asincron funcţionînd în cascadă subsincronă*

Datorită prezenţei redresorului, decalajul dintre tensiunea motorului pe fază şi armonica fundamentală a curentului pe fază este func-

ţie de raportul dintre rezistenţa echivalentă $R = R_1 + \frac{R_2'}{a}$ şi reactanţa de scăpări totală $X_s = X_{1s} + X_{2s}'$, cît şi de curentul din circu-

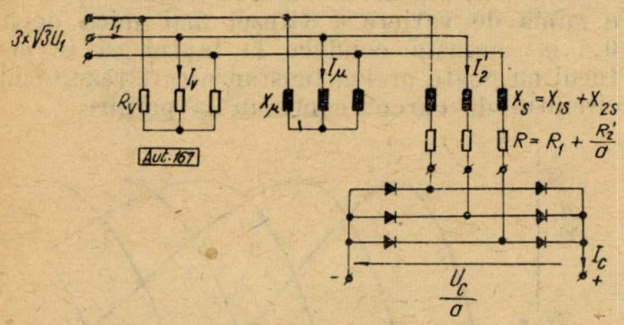



Fig. 2. Schema echivalentă a motorului asincron funcţionînd în cascadă subsincronă.

itul de curent continuu $I_c$, respectiv de cuplul motorului.

În figura 3 se indică diagrama cercului maşinii asincrone funcţionînd cu rotorul în scurtcircuit şi, în comparaţie cu aceasta, locul geometric al curentului rotoric la alunecări mari şi la alunecări mici în montajul în cascadă.

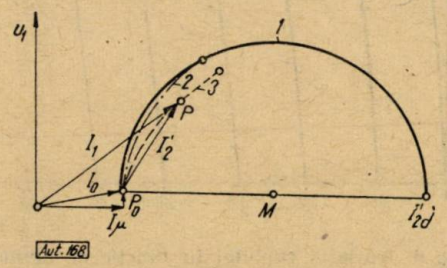



Fig. 3. Locul geometric al curentului rotoric la alunecări mari (curba *3*), la alunecări mici (curba *2*) şi cu rotorul în scurtcircuit (curba *1*).

Se constată că punctul de funcţionare al unei maşini asincrone, funcţionînd într-o cascadă subsincronă cu mutatoare, este dispus întotdeauna în interiorul diagramei cercului şi, la cuplu constant, depinde de alunecare. La alunecări mari, componenta reactivă a curentului este mai mare decît la alunecări mici. Din acest motiv motorul asincron în cascadă subsincronă, ţinînd seamă de încălzire, poate da la alunecări mari circa 91—92 % din cuplul nominal, iar la alunecări mici circa 97 % [1].

Pentru a determina curentul total absorbit de la reţea, la curentul motorului $I_1$ trebuie adăugat şi curentul din primarul transformatorului $I_t$ (fig. 4).

Curentul $I_t$ este proporţional cu curentul rotoric $I_2'$.

Raportul dintre aceşti curenţi se deduce în felul următor.

Tensiunea pe fază în secundarul transformatorului, ţinînd seamă că unghiul $\alpha$ poate

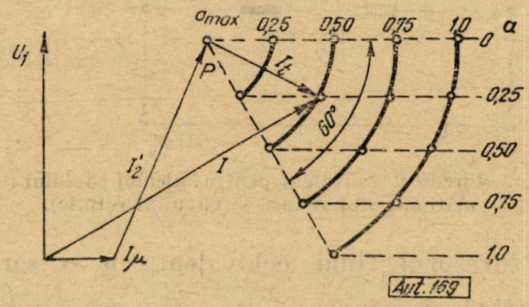



Fig. 4. Locul geometric al curentului total I absorbit de cascada subsincronă, la cuplu constant, la diferite alunecări $a_{max}$.

avea o valoare maximă de 150°, are valoarea:

$$U_{2t} = -\frac{U_{20}\, a_{max}}{\cos 150^\circ} = 1{,}15\; U_{20}\, a_{max},$$

în care:

$a_{max}$ este alunecarea maximă corespunzătoare gamei dorite de variere a vitezei.

Curentul în secundarul transformatorului este egal cu curentul în rotor $I_2$. În consecinţă avem:

$$I_t = I_2 \frac{U_{2t}}{U_1} = 1{,}15 \frac{U_{20}}{U_1} I_2\, a_{max} = 1{,}15\; I_2'\, a_{max}.$$

Factorul de putere al curentului $I_t$ este egal cu cosinusul unghiului de comandă al invertorului, care la rîndul său este proporţional cu alunecarea.

În figura 4 se indică locurile geometrice ale curentului total $I$ absorbit de întregul montaj, motorul funcţionînd la cuplu constant egal cu cuplul nominal, pentru diferite alunecări $a_{max}$, respectiv pentru diferite game de variere a vitezei.

Pentru simplificare s-a considerat că punctul de funcţionare $P$ al motorului este independent de alunecare. Locurile geometrice sînt arce de cercuri cu centrul în punctul $P$, cu raza egală cu $I_t$ şi cu deschiderea de 60° (60° = = 150°—90°).

Se constată că puterea reactivă totală absorbită creşte o dată cu creşterea domeniului de variere a vitezei.

### 1. 3. *Cuplul motorului asincron în cascadă subsincronă*

Deoarece calculul unghiului $\varphi_2$, ţinînd seamă de redresor, trebuie făcut pe cale numerică, pentru calculul cuplului se va stabili o relaţie aproximativă, neglijînd efectul redresorului asu-

pra defazajului $\varphi_2$ şi presupunînd $R_1 \simeq 0$. Circuitul echivalent pe fază în acest caz este indicat în figura 5.

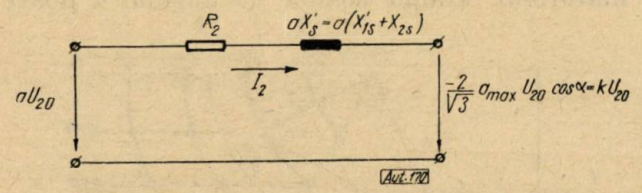



Fig. 5. Circuitul echivalent pentru calculul cuplului (toate mărimile sînt reduse la circuitul rotoric).

Redresorul fiind echivalent cu o sarcină rezistivă, tensiunea $\frac{2}{\sqrt{3}} a_{max} U_{20} \cos\alpha$ este în fază cu curentul $I_2$.

Din acest circuit echivalent se obţin următoarele valori pentru $I_2$ şi $\cos\varphi_2$ :

$$I_2 = U_{20} \frac{a\sqrt{(a^2 - k^2) X'^2_s + R_2^2} - kR_2}{a^2 X'^2_s + R_2^2};$$

$$\cos\varphi_2 = \frac{1}{a} \cdot \frac{aR_2\sqrt{(a^2 - k^2) X'^2_s + R_2^2} + ka^2 X'^2_s}{a^2 X'^2_s + R_2^2},$$

în care :

$$k = \frac{2}{\sqrt{3}} a_{max} U_{20}.$$

Valoarea cuplului va fi :

$$M = \frac{3 U_{20}}{\Omega_0 g} I_2 \cos\varphi_2 = \frac{3U_{20}^2}{\Omega_0 g} \cdot \frac{a\sqrt{(a^2-k^2)X'^2_s + R_2^2} - kR_2}{a^2 X'^2_s + R_2^2} \cdot$$

$$\cdot \frac{R_2\sqrt{(a^2 - k^2) X'^2_s + R_2^2} + kaX'^2_s}{a^2 X'^2_s + R_2^2}.$$

Dacă se utilizează expresiile alunecării critice şi ale cuplului maxim de pe caracteristica naturală :

$$a_m = \frac{R_2}{X'_s};$$

$$M_m = \frac{3U_{20}^2}{2\Omega_0 g X'_s},$$

relaţia care dă cuplul devine :

$$M = 2M_m \frac{\left[a\sqrt{a^2 + a_m^2 - k^2} - ka_m\right]\left[a_m\sqrt{a^2 + a_m^2 - k^2} + ka\right]}{(a^2 + a_m^2)^2}.$$

În figura 6 este indicată variaţia cuplului în funcţie de alunecare ($0 \leqslant a \leqslant 1$), pentru $a_m = 0{,}2$ şi pentru $0 \leqslant k \leqslant 1$.

Se constată că se obţine o familie de caracteristici asemănătoare cu caracteristica naturală, însă deplasate spre $a = 1$ în funcţie de valoarea $k = \frac{2}{\sqrt{3}} a_{max} \cos\alpha$ (deoarece $\alpha$ poate lua valori numai pînă la 150°, $k$ variază între 0 şi $a_{max}$). În porţiunea liniară, caracteristicile sînt practic paralele între ele, motorul păstrîndu-şi caracterul „derivaţie" în tot domeniul subsincron.

Dacă instalaţia se dimensionează pentru o gamă de variere a vitezei mai mică decît $0 \ldots n_n$, aceasta conduce la faptul că invertorul nu poate prelua tensiunea care rezultă în circuitul de curent continuu la pornire.

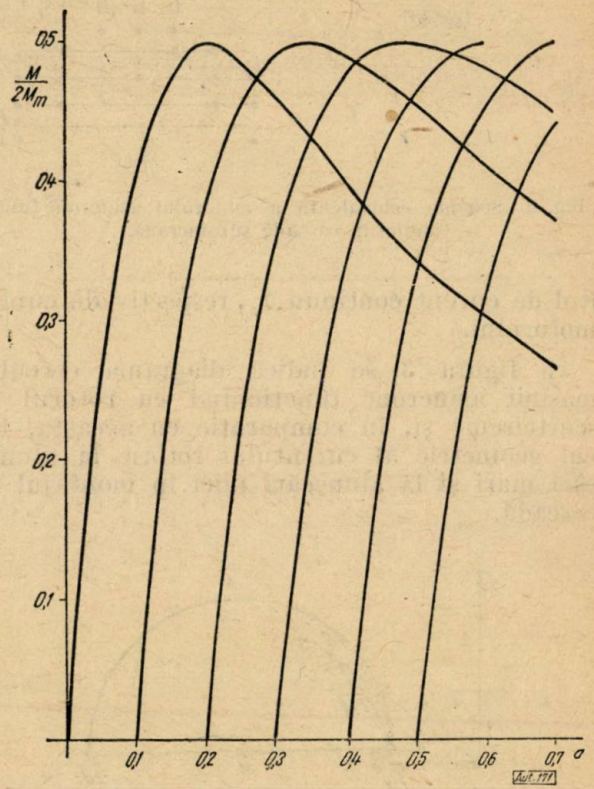



Fig. 6. Variaţia cuplului în funcţie de alunecare pentru $a_m = 0{,}2$.

De aceea, în acest caz se prevăd dispozitive auxiliare de pornire, care constau fie din rezistenţe în circuitul rotoric (montate înaintea redresorului) şi care după pornire se scurtcircuitează, fie din rezistenţe de pornire separate, cu ajutorul cărora motorul asincron este pornit şi accelerat pînă la gama de viteză pentru care este dimensionată cascada.

În cascadă subsincronă, în domeniul subsincron motorul nu poate dezvolta un cuplu de frînare. Se poate obţine însă o frînare recuperativă dacă statorul se deconectează de la reţea şi se alimentează în curent continuu.

### 1. 4. *Schema echivalentă în regim dinamic a motorului asincron funcţionînd în cascadă subsincronă*

Pentru stabilirea unor relaţii simplificate care să permită analiza comportării în regim dinamic a motorului asincron în cascadă sub-

sincronă se va face aproximaţia :

$$\cos \varphi_2 \simeq 1.$$

În acest caz, cuplul motorului va fi dat de relaţia :

$$M = \frac{3\,U_{20}}{\Omega_0\, g} I_2 \cos \varphi_2 \simeq \frac{3U_{20}}{\Omega_0 g} I_2 = \frac{90}{\pi} \frac{U_{20}}{n_0\, g} I_2, \text{ kgm.}$$

Pentru calculul curentului motorului în regim dinamic se utilizează circuitul echivalent din figura 7, în care toate mărimile sînt raportate la circuitul de curent continuu al cascadei.

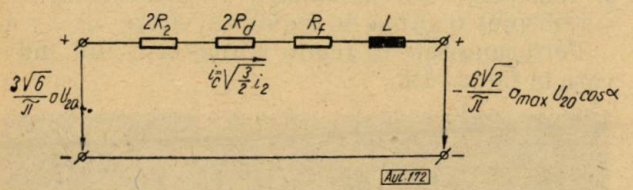



Fig. 7. Circuitul echivalent pentru calculul curentului în regim dinamic :

$R_d$ – rezistenţa în sens direct a două diode redresoare ! $R_2$ – rezistenţa rotorului pe fază ; $R_f$ – rezistenţa bobinei de filtrare.

În baza ipotezelor de mai sus se pot scrie următoarele relaţii :

a) Relaţia dintre cupluri :

$$m_s + \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t} = m_S - n_0 \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{\mathrm{d}a}{\mathrm{d}t} = m_M = \frac{90\,U_{20}}{n_0\, g} \cdot i_2,$$

în care $m_s$, $m_M$, $n$, $a$, $i_2$ sînt valorile instantanee ale cuplului static, cuplului motor, vitezei de rotaţie, alunecării şi curentului rotoric.

Dacă se introduce notaţia :

$$T_m = R \frac{n_0^2}{U_{20}^2} \cdot \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{\pi^2 g}{540},$$

în care $R$ este rezistenţa totală a circuitului din figura 7, relaţia de mai sus devine :

$$\frac{90}{\pi\, g} \cdot \frac{U_{20}}{n_0} i_2 = m_R - \frac{U_{20}^2}{Rn_0} \cdot \frac{540}{\pi^2 g} \cdot T_m \cdot \frac{\mathrm{d}a}{\mathrm{d}t}.$$

b) Relaţia dintre curenţi şi tensiuni în circuitul din figura 7 :

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} a U_{20} - \frac{6\sqrt{2}}{\pi} a_{max} U_{20} \cos \alpha = \left( R i_2 + L \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} \right) \sqrt{\frac{3}{2}}.$$

Dacă se introduce notaţia :

$$T_r = \frac{L}{R},$$

în care $L$ este inductanţa bobinei de filtrare, după unele transformări relaţia devine :

$$\frac{6}{\pi} U_{20} \left[ a - \frac{2}{\sqrt{3}} a_{max} \cos \alpha \right] = R i_2 + R T_r \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}.$$

În baza celor două relaţii se stabilesc schema echivalentă în regim dinamic a motorului asincron, funcţionînd în cascadă subsincronă (fig. 8), şi următoarele funcţii de transfer :

$$\frac{a(s)}{\cos \alpha(s)} = \frac{2}{\sqrt{3}} a_{max} \cdot \frac{1}{1 + sT_m + s^2 T_m T_r};$$

$$\frac{a(s)}{m_R(s)} = \frac{\pi^2}{540} \cdot \frac{n_0}{U_{20}^2} \cdot \frac{R(1 + sT_r)}{1 + sT_m + s^2 T_m T_r}.$$

În consecinţă, se constată că se obţin funcţii de transfer echivalente cu cele ale unui motor de curent continuu comandat pe indus.

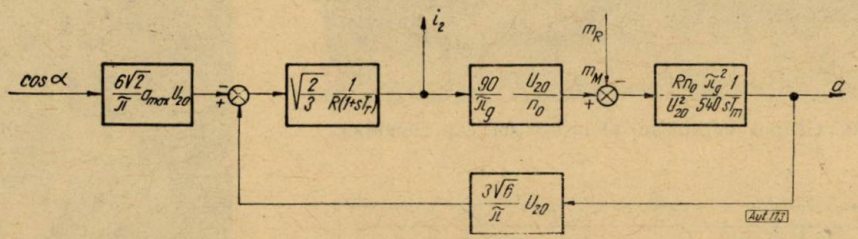



Fig. 8. Schema echivalentă în regim dinamic a motorului asincron funcţionînd în cascadă subsincronă.

## 2. Rezultatele obţinute pe o instalaţie experimentală

În vederea introducerii în diferite aplicaţii industriale a cascadelor subsincrone cu mutatoare, la IPA a fost realizată şi încercată o instalaţie experimentală (fig. 9, 10) pentru reglarea vitezei unui motor asincron de 16 kW, 1 000 rot/min, tip M3-62-6 (UMEB). Motorul a fost încărcat pe un generator frînă de curent continuu.

S-a realizat o reglare a vitezei motorului în circuit închis (fig. 11). S-a ales o schemă de reglare în cascadă avînd ca mărime subordonată curentul în circuitul de curent continuu. Ajusta-

rea regulatoarelor de curent şi de viteză s-a făcut în mod analog ca la un motor de curent continuu comandat pe indus, ţinînd seamă de constantele

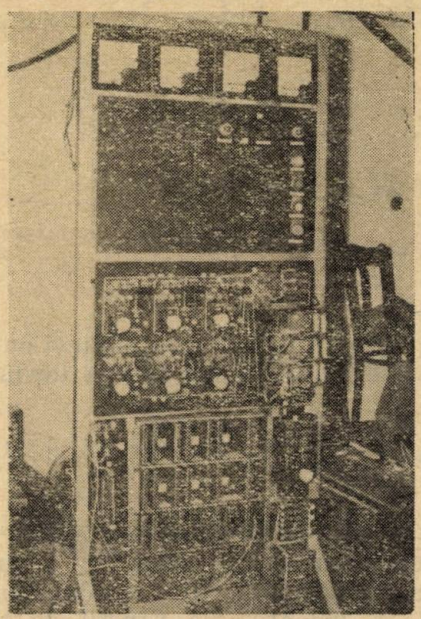


Fig. 9. Instalaţie experimentală.

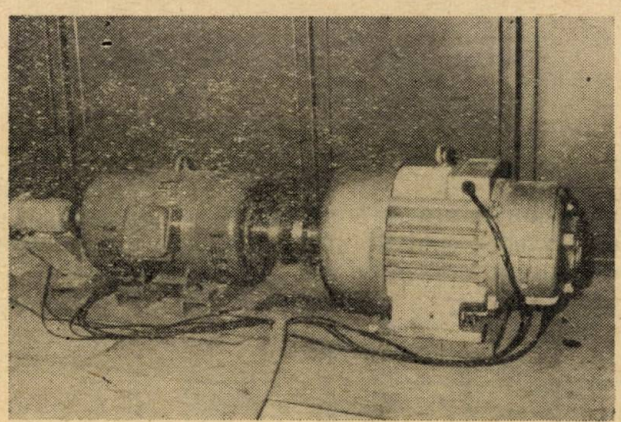


Fig. 10. Grupul de maşini al instalaţiei experimentale.

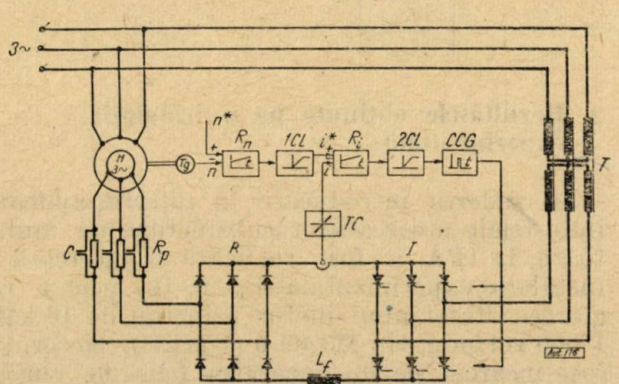



Fig. 11. Schema de reglare automată a vitezei motorului asincron în cascadă subsincronă :

*M* – motor; *T* – transformator; *R* – redresor; *I* – invertor; $L_f$ – bobină de filtrare; $R_p$ – rezistenţe de pornire; *C* – contactor; *TG* – tahogenerator; $R_n$ – regulator de viteză; *R* – regulator de curent; *TC* – traductor de curent; *1CL*, *2CL* – circuite de limitare; *CCG* – complex de comandă pe grilă.

de timp $T_m$ şi $T_r$ a căror expresie a fost dedusă anterior.

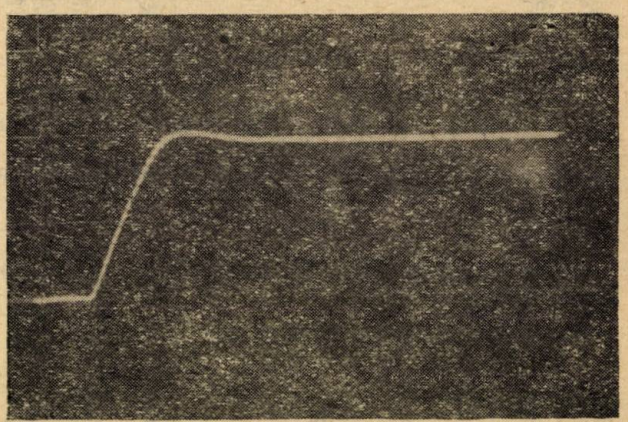
Întrucît constantele de timp $T_r$ şi $T_m$ sînt apropiate, funcţia de transfer a motorului în bucla de curent este de forma unui termen cvadratic, astfel încît regulatorul de curent *PI* ajustat după criteriul modulului compensează constanta de timp $\tau = \sqrt{T_m T_r}$.

Regulatorul de turaţie *PI*, ajustat după criteriul simetriei, compensează constanta de timp $T_m$.

Echipamentul de comandă, constînd din complexul de comandă pe grilă, regulatoare, traductorul de curent, a fost realizat din elemente ale sistemului UNIDIN.

În funcţie de relaţia dintre tensiunea rotorică şi tensiunea din secundarul transformatorului s-a obţinut o gamă de reglare a vitezei de 1 : 3.

Performanţele în regim tranzitoriu sînt indicate în figura 12.



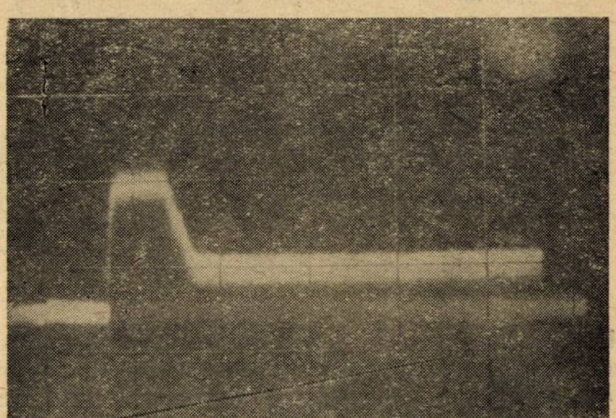


Fig. 12. Procesul tranzitoriu la o variaţie în treaptă a valorii impuse a vitezei de la 330 rot/min la 960 rot/min; motorul a fost încărcat pe un cuplu rezistent proporţional cu viteza de rotaţie; scara timpului 1 div. = 1 s:

*a*) viteza de rotaţie; *b*) curentul în circuitul intermediar de curent continuu.

Deoarece la pornire în circuitul rotoric apare o tensiune mai mare decît tensiunea pe care o poate prelua invertorul (gama de variere a vitezei fiind de numai 1 : 3), în serie cu circuitul rotoric înainte de redresor au fost introduse rezistenţe care ulterior se scurtcircuitează.

În urma rezultatelor obţinute pe instalaţia experimentală se prevede aplicarea în industrie a cascadei subsincrone. Astfel, de exemplu, în anul 1967 la IPA se va realiza o instalaţie pentru varierea vitezei unui motor care antrenează un cuptor rotativ de la o fabrică de ciment. Motorul are o putere de 125 kW, iar gama de variere a vitezei este de 1 : 2.

### 3. Comparaţia între cascada subsincronă cu mutatoare şi alte tipuri de acţionări electrice

Din punct de vedere tehnic, după cum s-a arătat anterior, cascada subsincronă este echivalentă cu o acţiune nereversibilă cu motor de c. c.

Factorul de putere total însă este mai scăzut decît în cazul motorului de c. c.

În comparaţie cu metoda de variere a vitezei motorului asincron cu inele prin varierea continuă sau în trepte a rezistenţei rotorice, cascada subsincronă prezintă avantajul unui randament mai bun şi al posibilităţii de variere a vitezei de mers în gol, caracteristicile cuplu-viteză care se obţin păstrîndu-şi caracterul „derivaţie".

În baza unei analize economice s-a constatat că, pentru o instalaţie cu motor asincron în cascadă subsincronă, se obţine un preţ de cost mai mic la aceleaşi performanţe decît cel al altor tipuri de acţionări.

Astfel, de exemplu, pentru o gamă de reglare de 1 : 30, costul instalaţiei în cascadă subsincronă este mai mic cu circa 30% faţă de costul unei instalaţii analoge cu motor de curent continuu [6].

Utilizarea reglării de viteză prin cascadă subsincronă este în special indicată în cazurile în care motoarele de curent continuu nu se pot folosi datorită condiţiilor grele de lucru.

Situaţia cea mai avantajoasă este în utilizările în care se cere un domeniu de turaţie redus, deoarece puterea instalaţiei este proporţională cu gama dorită de variere a vitezei. Astfel de mecanisme sînt : pompele, ventilatoarele, compresoarele, cuptoarele rotative, amestecătoarele, laminoarele continue etc. Firmele străine au aplicat, în ultimul timp, această soluţie la o serie de mecanisme de felul celor indicate mai sus [3].

#### BIBLIOGRAFIE


[1] Meyer, M. *Über die untersynchrone Stromrichterkaskade.* În : ETZ, nr. 9, 1961, p. 589–596.

[2] Schönung, A. *Möglichkeiten zur Regelung von Drehstrommotoren mit Stromrichtern.* În : Brown-Boveri Mitt., nr. 8–9, 1964, p. 540–554.

[3] Anschütz, H. *Der Einsatz von Stromrichterkaskaden für industrielle Antriebe.* În : BBC-Nachrichten, nr. 1, 1965, p. 13–20.

[4] Lavi, A., Polge, R. J. *Induction motor speed control with static inverter in the rotor.* În : IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, nr. 1, 1966, p. 76–84.

[5] *Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu inele colectoare prin alimentare rotorică comandată cu tiristoare* (cascadă subsincronă cu mutatoare). Proiect IPA, nr. 245.24.

[6] Anastasiu, S., Wilheim, G. *Consideraţii tehnico-economice asupra diferitelor tipuri de acţionări reglabile.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 184–188.


---

Dr. ing. I. D. LANDAU, ing. Şt. GAVĂT şi ing. M. FELEA

# Scheme de reglare a vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit alimentate prin convertizoare cu tiristoare (CONTISIN) *

Sînt cunoscute avantajele motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit faţă de motorul de curent continuu în ce priveşte preţul de cost, gabaritul, siguranţa în funcţionare şi întreţinerea. Motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit a înlocuit aproape peste tot motorul de curent continuu în acţionările cu viteză constantă.

Domeniul de utilizare al motoarelor de curent continuu a fost limitat la acţionările cu viteză variabilă şi acest domeniu de aplicaţie va fi restrîns în viitor, datorită perspectivei folosirii la aceste tipuri de acţionări a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, alimentate cu frecvenţă şi tensiune variabilă de la convertizoare statice cu tiristoare.

În cazul alimentării motorului asincron cu frecvenţă variabilă, pentru a obţine caracteristicile mecanice corespunzătoare într-o gamă largă de turaţii, sub şi peste viteza nominală de sincronism, este necesar să se asigure următoarele :

a) menţinerea constantă a fluxului în întrefier în domeniul frecvenţelor inferioare celei nominale pentru asigurarea unei funcţionări la cuplu constant ;

b) menţinerea constantă a tensiunii la borne la valoarea nominală în domeniul frecvenţelor superioare celei nominale, asigurîndu-se o funcţionare la flux diminuat, respectiv putere constantă ;

c) limitarea curentului de pornire şi frînare în timpul proceselor tranzitorii.

*) Aceste scheme fac obiectul brevetelor M.I.C.M. nr. 44240, 44247, 46631.

În plus, în cazul alimentării prin convertizoare statice de frecvenţă, instalaţiei i se impun următoarele condiţii :

a) asigurarea unei game largi de frecvenţă şi nivel de tensiune ;

b) posibilitatea schimbării rapide a succesiunii fazelor ;

c) asigurarea reglării continue cu performanţe ridicate în regim tranzitoriu ;

d) armonicile tensiunii de alimentare a motorului asincron să fie de frecvenţă suficient de ridicată pentru a putea fi atenuate de inductanţele înfăşurării în scopul reducerii armonicilor de curent.

O astfel de instalaţie de comandă a vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit este constituită din următoarele subansamble :

1. instalaţia de forţă — convertizorul de frecvenţă ;

2. schema de comandă a convertizorului de frecvenţă ;

3. schema de reglare automată.

Instalaţia de forţă împreună cu schema de comandă permit comanda în lanţ deschis a turaţiei motorului asincron. Pentru menţinerea constantă a unor parametri sau limitarea lor este necesară introducerea părţii de reglare automată.

Schema-bloc a convertizorului de frecvenţă utilizat este reprezentată în figura 1. Convertizorul este constituit dintr-un redresor cu tensiune fixă alimentat de la reţea, urmat de un invertor la care se comandă ritmul de succesiune a funcţionării tiristoarelor şi timpul lor de conducţie, obţinîndu-se la ieşire o tensiune alternativă de frecvenţă şi valoare eficace variabilă.

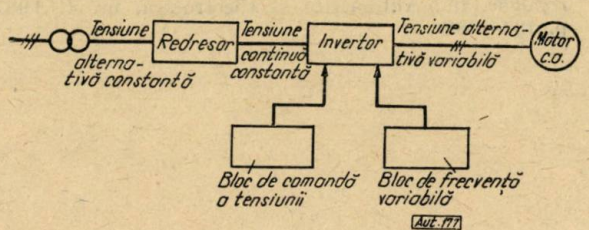



Fig. 1. Convertizor de frecvenţă cu reglarea tensiunii şi frecvenţei pe invertor.

Forma de undă care este obţinută la ieşirea din invertor, în ipoteza unei sarcini rezistive, în cazul reglării tensiunii de ieşire prin metoda aprinderii şi stingerii succesive, este reprezentată în figura 2, pentru una dintre faze. Valoarea eficace a tensiunii de ieşire depinde de durata $\alpha$ dintre două impulsuri de aprindere şi stingere succesive.

Pe baza studiilor efectuate s-a elaborat în ţară un sistem pentru comanda şi reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia valorii eficace şi a frecvenţei tensiunii de alimentare a motorului prin intermediul convertizoarelor de frecvenţă şi tensiune cu tiristoare, denumit sistemul CONTISIN.

În cele ce urmează se prezintă trei tipuri de scheme de reglare, elaborate la IPA, pentru ac-

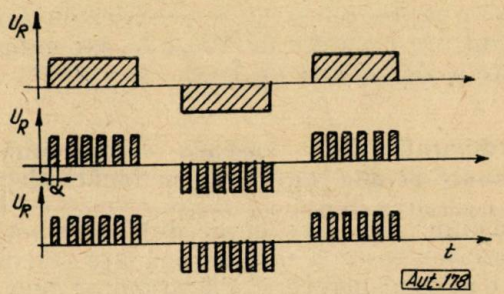



Fig. 2. Forma de undă a tensiunii pe sarcină în cazul reglării tensiunii prin metoda aprinderii şi stingerii succesive pe fază.

ţionări cu motoare asincrone, folosind blocuri din sistemul UNIDIN completat cu blocurile în curs de asimilare specifice pentru această utilizare.

În figura 3 este prezentată o schemă de reglare automată pentru acţionări reversibile cu frînare recuperativă. Valoarea de referinţă se aplică prin intermediul blocului integrator *BI* sau direct (dacă nu se urmăreşte limitarea acceleraţiei) la intrarea în bucla de reglare a turaţiei. Regulatorul de turaţie *Reg. n* impune valoarea curentului activ $I_a^*$ buclei de curent activ subordonate. Valoarea impusă a lui $I_a$ este comparată cu valoarea măsurată a curentului activ, obţinută de la circuitul de măsură a curentului activ *CMCA* urmat de un amplificator de adaptare *AT*, care asigură adaptarea nivelului de semnal şi separarea galvanică. Diferenţa dintre cele două mărimi este aplicată regulatorului de curent activ *Reg.* $I_a$. Semnalul din regulator este aplicat convertorului tensiune-frecvenţă *CTF* prin intermediul amplificatorului de intrare *AI*. Convertizorul tensiune-frecvenţă determină, prin intermediul blocului distribuitor de impulsuri *BDI* — care distribuie impulsurile de aprindere date de generatorul de tact *GT* — frecvenţa de lucru a invertorului *I*.

Schema asigură reglarea fluxului printr-o buclă de reglare independentă. Regulatorul de flux *Reg.* $\Phi$. atacă, prin intermediul unui circuit de limitare *CL* şi al unui amplificator de intrare *AI*.2, convertorul tensiune-durată *CTD*, care determină întîrzierea impulsurilor de stingere faţă de cele de aprindere. Astfel se asigură obţinerea unei tensiuni de ieşire corespunzătoare menţinerii unui flux constant la diverse frecvenţe.

La funcţionare peste viteza de sincronism nominală a motorului se asigură funcţionarea la tensiune constantă prin intervenţia buclei de limitare convergentă a tensiunii. Trecerea de la reglarea de $\Phi$ = const. la reglarea de $U$ = = const. este asigurată prin dioda Zener *Z*, care se deschide la atingerea tensiunii nominale.

Funcţionarea reversibilă, respectiv schimbarea succesiunii fazelor invertorului, este asigurată prin blocul de reversare *BR* care, în funcţie de semnul şi valoarea turaţiei impuse $n^*$ şi măsurate $n$, comandă, prin intermediul blocului distribuitor de impulsuri *BDI*, ordinea succesiunii fazelor invertorului.

În timpul procesului de schimbare a ordinii succesiunii fazelor, prin blocul de protecţie *BP* se dă o comandă de blocare temporizată a impulsurilor de comandă (pentru evitarea scurtcircuitelor funcţionale în interiorul invertorului). Blocul de reversare comandă şi dispozitivul de scurtcircuitare *DS*.2, care scurtcircuitează după caz ieşirea în fază sau în antifază a regulatorului de turaţie, astfel că întotdeauna :

$$sing\ (|n^*| - |n|) = sign\ I_a^*.$$

La o comandă de reversare, în primul rînd are loc o frînare cu recuperarea energiei în reţea prin ondulorul *O*, comandat prin dispozitivul de comandă pe grilă *DCG* pînă în domeniul turaţiilor reduse, cînd blocul de reversare *BR* comandă schimbarea succesiunii fazelor. Se produce o schimbare rapidă a sensului de rotaţie a motorului (motorul fiind la turaţie redusă), după care urmează accelerarea pînă la atingerea turaţiei impuse.

La alimentarea schemei, blocul de protecţie *BP* blochează impulsurile de comandă şi, prin intermediul dispozitivului de scurtcircuitare *DS*. 1, comandă scurtcircuitarea ieşirilor din regulatoare şi a valorii impuse a fluxului. Pentru pornirea schemei se aplică, prin butonul *b*, un impuls care comandă blocul de protecţie *BP*, asigurînd deblocarea blocului distribuitor *BDI* şi desfacerea scurtcircuitelor.

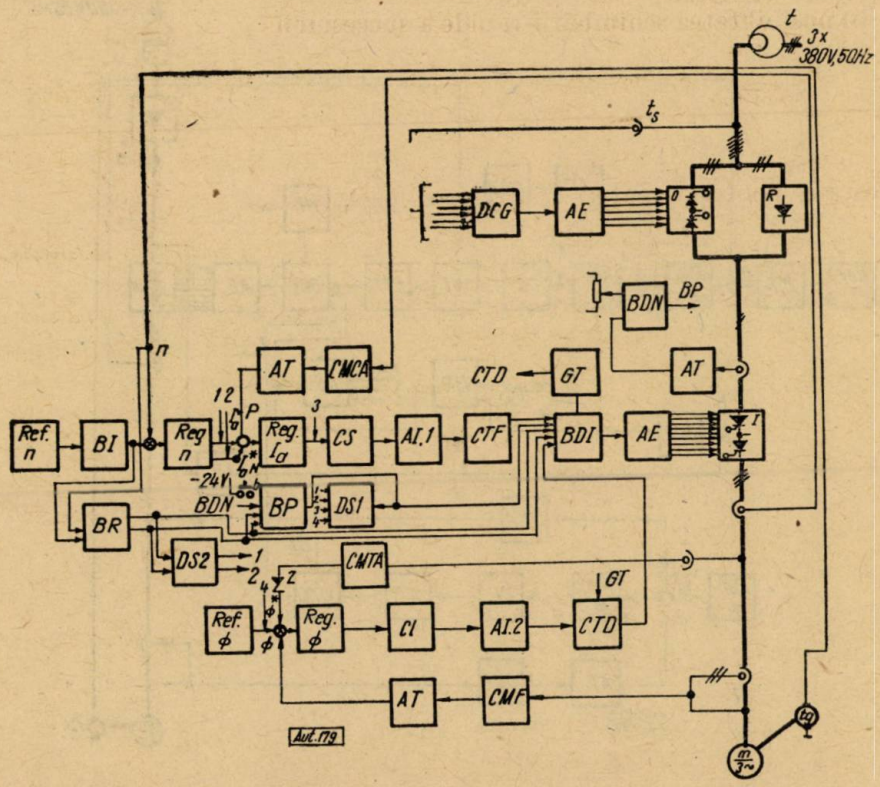



Fig. 3. Schemă de reglare automată pentru acţionări reversibile cu frînare recuperativă :

*m* – motor asincron trifazat; *t* – transformator instalaţie forţă; *ts* – transformator sincronizare; *I* – invertor; *O* – ondulor; *R* – redresor; *AE* – amplificator de ieşire; *DCG* – dispozitiv de comandă pe grilă; *BDI* – bloc distribuitor de impulsuri; *GT* – generator de tact; *CTF* – convertor tensiune frecvenţă; *CTD* – convertor tensiune-durată; *AT* – amplificator de c.c. pentru traductoare; *DS* – dispozitiv de scurtcircuitare; *AI* – amplificator de intrare; *BP* – bloc de protecţie; *BDN* – bloc discriminator de nivel; *CMCA* – circuit de măsură a curentului activ; *CMTA* – circuit de măsură a tensiunii alternative; *CMF* – circuit de măsură a fluxului; *CL* – circuit de limitare; *CS* – circuit de corecţie serie; *BI* – bloc integrator; *Reg. Ia* – regulator de curent activ; *Reg. n* – regulator de turaţie; *Reg. Φ* – regulator de flux; *Ref. n* – bloc referinţă turaţie; *Ref. Φ* – bloc referinţă flux; *z* – diodă Zener.

În figura 4 este reprezentată o schemă de reglare destinată acţionărilor nereversibile cu frînare liberă sau cu frînare prin rezistenţă. Funcţionarea este similară cu cea a schemei din figura 3, cu următoarele deosebiri :

– lipseşte blocul de reversare, funcţionarea invertorului fiind posibilă cu o singură succesiune a fazelor ;

– frînarea se face în general la $I \cos \varphi = 0$ (frînare liberă prin cuplu de frecări) sau la $I \cos \varphi < 0$ prin conectarea în timpul proceselor de frînare a rezistenţei $r$ în paralel pe redresor.

În figura 5 este reprezentată o schemă pentru comanda în circuit deschis a vitezei motoarelor asincrone, cu limitarea automată a curentului. Această schemă este utilizată în special pentru acţionări cu grupuri de motoare asincrone legate în paralel. Valoarea de referinţă a turaţiei (pozitivă sau negativă) este aplicată prin intermediul blocului integrator *BI*, cu ieşirile redresate la intrarea convertizorului tensiune-frecvenţă *CTF*, prin care se comandă frecvenţa convertizorului. Semnalul de ieşire din blocul integrator *BI* comandă de asemenea blocul de reversare *BR*. Limitarea de curent este asigurată printr-o buclă de reglare paralel cu acţiune disruptivă. Atît timp cît valoarea curentului măsurat

este mai mică decît valoarea limită, tensiunea la ieşirea din regulatorul de curent *Reg. I*, respectiv la ieşirea din amplificatorul de intrare şi se comandă reducerea frecvenţei convertizorului tensiune-frecvenţă *CTF*, respectiv a invertorului. Frecvenţa scade pînă cînd cuplul mo-

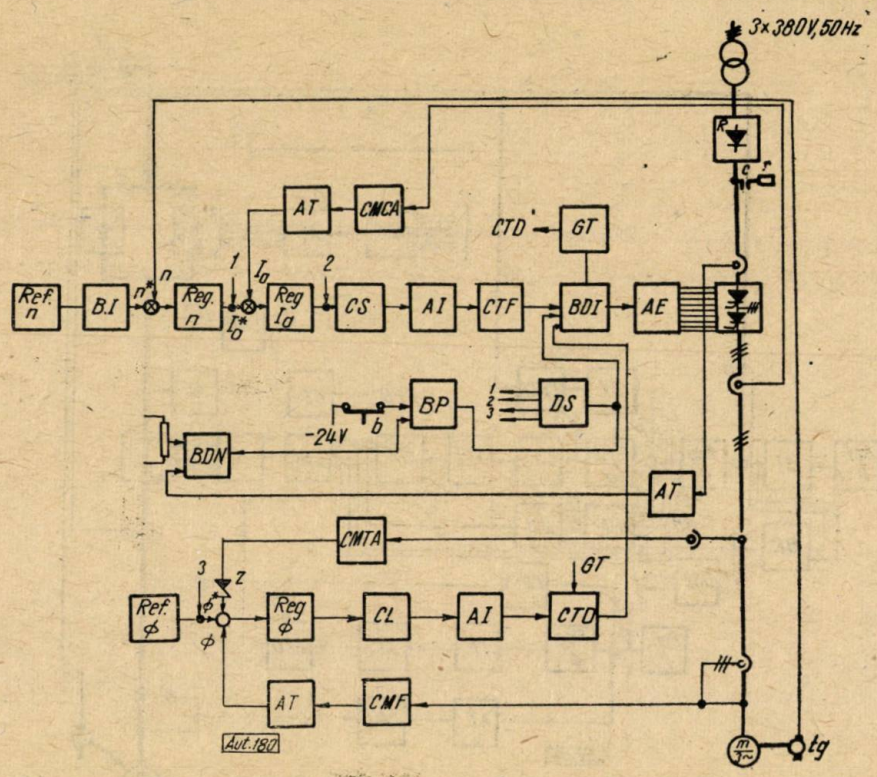



Fig. 4. Schemă de reglare automată pentru acţionări nereversibile cu frînare liberă sau cu frînare prin rezistenţă : *m* — motor asincron trifazat; *t* — transformator; *R* — redresor; *c* — contactor; *r* — rezistenţă de frînare; *I* — invertor; *AE* — amplificator de ieşire; *BDI* — bloc distribuitor de impulsuri; *GT* — generator de tact; *CTF* — convertor tensiune-frecvenţă; *CTD* — convertor tensiune-durată; *AT* — amplificator de c.c. pentru traductoare; *DS* — dispozitiv de scurtcircuitare; *BP* — bloc de protecţie; *BDN* — bloc discriminator de nivel; *CMCA* — circuit de măsură a curentului activ; *CMTA* — circuit de măsură a tensiunii alternative; *CMF* — circuit de măsură a fluxului; *CL* — circuit de limitare; *CS* — circuit de corecţie serie; *BI* — bloc integrator; *Reg. Iă* — regulator de curent activ; *Reg. n* — regulator de turaţie; *Reg. Φ* — regulator de flux; *Ref. n* — bloc referinţă turaţie; *Ref. Φ* — bloc referinţă flux; *z* — diodă Zener.

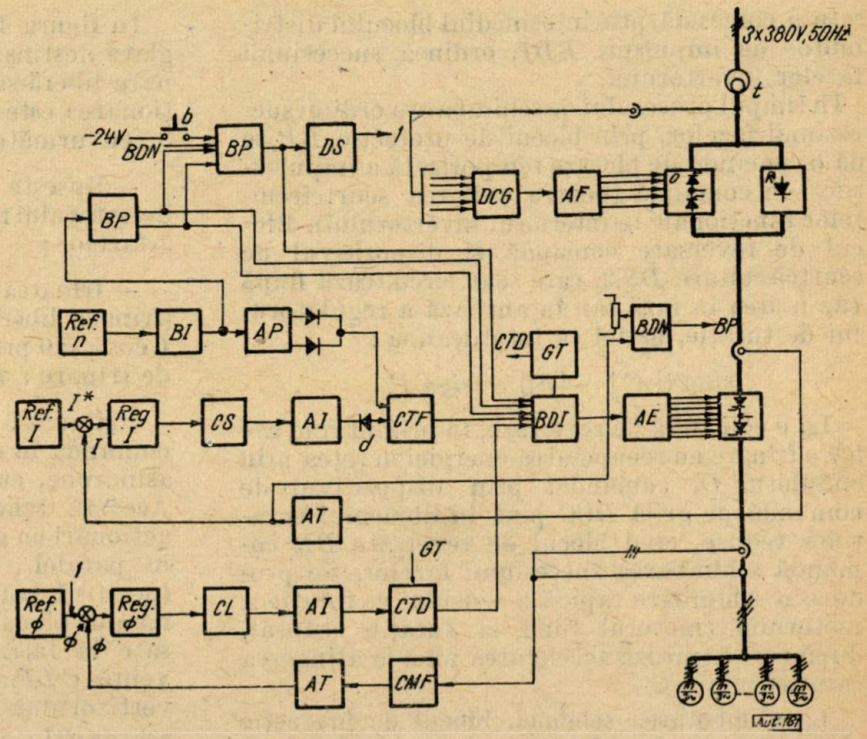



Fig. 5. Schemă de comandă a vitezei în lanţ deschis cu limitare automată a curentului pentru acţionări cu grupuri de motoare asincrone : *m* — motor asincron trifazat; *t* — transformator instalaţie de forţă; *ts* — transformator de sincronizare; *I* — invertor; *O* — ondulor; *R* — redresor; *AE* — amplificator de ieşire; *DCG* — dispozitiv de comandă pe grilă; *BDI* — bloc distribuitor de impulsuri; *GT* — generator de tact; *CTF* — convertor tensiune-frecvenţă; *CTD* — convertor tensiune-durată; *BP* — bloc de protecţie; *BR* — bloc de reversare; *BDN* — bloc discriminator de nivel; *CMF* — circuit de măsură a fluxului; *AT* — amplificator de c.c. pentru traductoare; *AI* — amplificator de intrare; *BI* — bloc integrator; *CS* — circuit de corecţie serie; *CL* — circuit de limitare; *AP* — amplificator proporţional; *DS* — dispozitiv de scurtcircuitare; *Reg. I* — regulator de curent; *Reg. Φ* — regulator de flux; *Ref. I* — bloc referinţă curent; *Ref. Φ* — bloc referinţă flux; *Ref. n* — bloc referinţă turaţie.

*AI*, este pozitivă şi dioda *d* este blocată. La depăşirea limitei de curent, semnalul de la ieşirea regulatorului devine negativ, dioda *d* se deschide toarelor la curentul limită echilibrează cuplul rezistent al sarcinii. Schema conţine de asemenea o buclă de reglare independentă a fluxului.

*Rezultate experimentale.* La IPA s-a realizat prototipul experimental al unei instalaţii de reglare a vitezei unui motor asincron în scurtcircuit de 5,5 kW/1 460 rot/min, care va fi montat în cursul acestui an la uzina „Republica" pentru acţionarea unui pat de răcire. Instalaţia a fost realizată conform schemei din figura 3, cu deosebire că frînarea se face liber sau pe rezistenţă (lipseşte ondulorul de recuperare).

Performanţele principale ale instalaţiei sînt :

— gama de reglare a turaţiei = 50 — 1 500 rot/min la flux constant, 1 500 — 2 250 rot/min la tensiune constantă ;

— tensiunea nominală (pe fază) : 220 V la 50 Hz ;

— curent nominal de sarcină : 11,3 A ;

— valoarea curentului de limitare în procese tranzitorii : 15 A ;

— precizia de reglare a vitezei : 1 % din valoarea prescrisă.

Este în curs de realizare o instalaţie de 120 kVA pentru alimentarea unui tren de role cu 16 motoare de la laminorul de tablă groasă — Galaţi. Instalaţia va fi realizată conform schemei din figura 5 ; gama de frecvenţe de lucru a instalaţiei este de 1,1 — 5,25 Hz.

## Concluzii

Sistemul CONTISIN de reglare a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice de frecvenţă face posibilă utilizarea motoarelor asincrone în scurtcircuit în domeniul acţionărilor cu turaţie variabilă în limite largi, domeniu rezervat pînă acum numai motoarelor de curent continuu. Această problemă este importantă pentru ţara noastră, întrucît există în fabricaţie curentă o serie largă de motoare asincrone cu performanţe ridicate şi lipseşte o serie unitară de motoare de curent continuu. Ţinînd seamă de această situaţie, se deschide perspectiva realizării în România a unor echipamente de acţionări reglabile tipizate cu motoare asincrone, folosind aparatură de reglare şi comutaţie statică din sistemele UNIDIN şi UNILOG.

### BIBLIOGRAFIE


[1] Michel, M. ş. a. *Drehstromantriebe mit Thyristorstromrichtern.* În : AEG Mitt., nr. 6, 1966, p. 370—374.

[2] Kolhuber, E. *Selbstgeführte Umrichter mit Kommutierungsschwingkreis und Steuerung nach dem Unterschwingungverfahren.* În : BBC—Nachrichten, 1964.

[3] Bulgakov, A. *Ciastotnoie upravlenie asinhronnimi elektrodvigateliami.* Moscova, ed. Nauka, 1966.

[4] *Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent alternativ prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice.* Studiu IPA, 1964.

[5] Landau, I. D. *Procedeu şi dispozitiv pentru comanda convertizoarelor statice şi de frecvenţă.* Brevet MICM, nr. 44247.

[6] Landau, I. D. *Procedeu şi instalaţie pentru reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă.* Brevet MICM, nr. 44240.

[7] Landau, I. D., Gavăt, Şt. *Procedeu şi instalaţie pentru comanda vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă cu limitarea automată a curentului prin motor.* Propunere de invenţie, dosar OSI 50323.

[8] Landau, I. D., Gavăt, Şt., Felea, M., Manolescu, R. *Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice cu tiristoare.* În : Electrotehnica, nr. 7, 1966, p. 240—251.

[9] Landau, I. D., Gavăt, Şt., Felea, M., Manolescu, R. *Sistem de reglare automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă CONTISIN.* Comunicare la sesiunea IPA, 1967.

[10] Landau, I. D., Gavăt, Şt., Felea, M., Manolescu, R. *Blocuri de comandă şi reglare a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin convertizoare statice de frecvenţă.* Comunicare la sesiunea IPA, 1967.

Ing. Ş. BASARAB, ing. V. CONSTANTINESCU, ing. A. STUPARU şi ing. E. PROCOPOVICI

# Echipament de reglare analogică-numerică pentru poziţionarea şurubului de presare

În lucrarea de faţă se consideră cîteva aspecte mai noi legate de experimentarea la C.S. Hunedoara, Bluming 1000, a unui echipament analogic-numeric pentru poziţionarea şuruburilor de presare, proiectat şi executat de IPA.

## I. Prezentarea generală a echipamentului

Echipamentul realizat, descris detaliat în [1], [2] şi [3], urmează să comande deplasarea pe verticală a cilindrului superior al blumingului pentru fiecare trecere a lingoului prin cajă, cu o distanţă prescrisă de un program dat de laminare.

Necesitatea unei precizii înalte de poziţionare (1/1000) a impus utilizarea unei scheme de reglare mixte : analogică-numerică.

În acest sens, instalaţia realizată la IPA se înscrie pe o linie modernă, iniţiată de cîţiva ani, în materie de elaborare de instalaţii de reglare şi programare. Din punct de vedere al reglării automate realizate, instalaţia reprezintă un ansamblu de patru circuite de reglare montate în cascadă, dintre care trei sînt analogice şi unul numeric (fig. 1) :

1) circuit de reglare analogică (limitare) a curentului de excitaţie a generatorului de c.c. ;

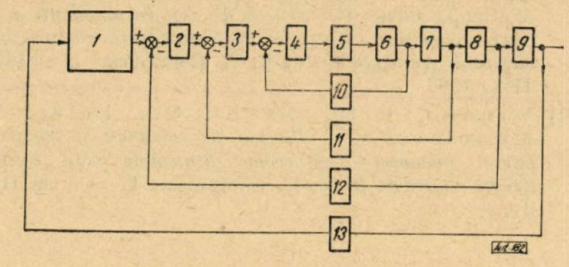



Fig. 1. Schemă-bloc reglare mixtă :
*1* – regulator numeric poziţie ; *2* – regulator analogic turaţie ; *3* – regulator analogic curent indus ; *4* – regulator analogic curent excitaţie ; *5* – amplificator final basculant 100 W ; *6* – amplidină ; *7* – generator c.c. ; *8* – motor c.c. ; *9* – şurub presare ; *10* – traductor curent excitaţie ; *11* – traductor curent indus ; *12* – generator tahometric ; *13* – traductor poziţie.

2) circuit de reglare analogică (limitare) a curentului indusului motorului de c.c. ;

3) circuit de reglare analogică a turaţiei motorului de c.c. ;

4) circuit de reglare numerică a poziţiei şurubului de presare.

Cele trei circuite de reglare analogică utilizează trei regulatoare UNIDIN : *PD* basculant (pentru circuitul curentului de excitaţie), *I* (pentru circuitul curentului indusului), *PI* (pentru circuitul de turaţie).

Circuitul de reglare a poziţiei conţine un regulator numeric neliniar, realizat cu elemente de comutaţie statică UNILOG (fig. 2).

Regulatorul numeric neliniar este alcătuit din trei ansambluri funcţionale :

— ansamblul de programare a cotei prescrise ;

— ansamblul pentru înregistrarea valorii măsurate a poziţiei ;

— ansamblul de calcul al valorii prescrise pentru regulatorul de viteză analogic.

Ansamblul de programare a cotei prescrise efectuează următoarele funcţiuni :

— programează valoarea absolută a coordonatei de poziţie a şuruburilor de presare ;

— asigură programarea a două programe de laminare distincte : principal şi auxiliar ;

— transformă coordonata de poziţie, dată în cod zecimal în cartelă, într-o informaţie în cod Aiken (1—2—4—2), convenabil pentru ansamblul de calcul al vitezei prescrise.

Ansamblul de programare a cotei prescrise este alcătuit din :

— blocul de decizii logice ;

— selectorul electronic de program, care comută programul de laminare corespunzător trecerilor succesive ale lingoului printre cilindrii laminorului ;

— comutatorul electronic de program, care realizează trecerea de pe programul principal pe cel auxiliar, la o comandă primită din exterior ;

— două elemente de citit cartele, corespunzînd celor două programe ;

— convertor de cod zecimal (1—2—4—2) cu funcţiune de poartă ($P_1$).

Ansamblul pentru înregistrarea valorii măsurate a poziţiei asigură transformarea informaţiei analogice asupra coordonatei de poziţie într-o informaţie discretă, codificată în codul 1—2—4—2. În componenţa lui intră următoarele elemente :

— traductorul incremental de poziţie ; el este de tip rotativ cu reluctanţă variabilă producînd două semnale defazate, utilizate pentru discriminarea sensului. Traductorul produce 2×48 impulsuri/rot, corespunzînd la o rezoluţie de 1 mm pentru un impuls. Nivelul de ieşire este de 2V/5 kΩ ;

— discriminatorul de sens, care dirijează semnalul de la traductorul de poziţie pe o cale sau alta, în funcţie de sensul deplasării şurubului de presare ;

— registrul de valoare măsurată, care înregistrează în cod 1—2—4—2 valoarea absolută

a coordonatei de poziţie a şuruburilor de presare ;

— porţi spre registre, care transferă impulsurile de la traductor spre registrele $R_1$ şi $R_2$ ;

— poarta $P_2$ care, la o comandă primită de la ansamblul de programare, permite transferul paralel al informaţiei din registrul de valoare măsurată în $R_2$.

Ansamblul de calcul al valorii prescrise pentru regulatorul de viteză îndeplineşte următoarele funcţiuni :

— efectuează calculul abaterii de poziţie ;

— transformă abaterea de poziţie, codată în codul 1—2—4—2, într-o informaţie continuă asupra treptei de viteză prescrise.

El este alcătuit din :

— registrele $R_1$ şi $R_2$, în care se transferă paralel, la o comandă anumită, dată de ansamblul de programare, informaţiile asupra valorii prescrise şi, respectiv, măsurate a poziţiei şuruburilor de presare ;

— distribuitorul de impulsuri, care conduce procesul de calcul al abaterii de poziţie ;

— generatorul de impulsuri ;

— convertoare de cod neliniar şi numeric-analogice.

## II. Ajustarea optimală a regulatoarelor analogice

În cadrul perioadelor de revizie de la bluming s-au efectuat experimentări în vederea ajustării optimale a celor trei regulatoare UNIDIN cu motorul în gol (decuplat de la şurub). În figurile 3, 4 şi 5 sînt date valorile de ajustare a regula-

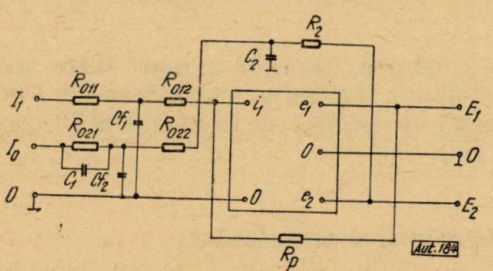



Fig. 3. Regulator curent excitaţie :

$R_{011} = R_{021} = 10$ k ; $R_{012} = 33$ k ; $R_{022} = 12$ k ; $C_1 = 1\mu F$ ; $R_2 = 22$ k ; $C_2 = 3{,}5\ \mu F$ ; $Rp = 1{,}5$ MΩ ; $Cf_1 = 0{,}1\ \mu F$ ; $Cf_2 = 32\ \mu F$ ; $t_n \cong 50-60$ ms ; $\delta \cong 20\%$ (la un semnal treaptă tensiune generator $\approx 200$ V).

toarelor experimentale obţinute. Se remarcă utilizarea unei „reţele de corecţie" pentru regulatorul de turaţie, montată pe calea de reacţie, care asigură reglarea fără supraurmărire, element esenţial într-o reglare de poziţie.

## III. Verificarea echipamentului numeric

Ca o etapă premergătoare racordării la proces a regulatorului numeric de poziţie (închiderea

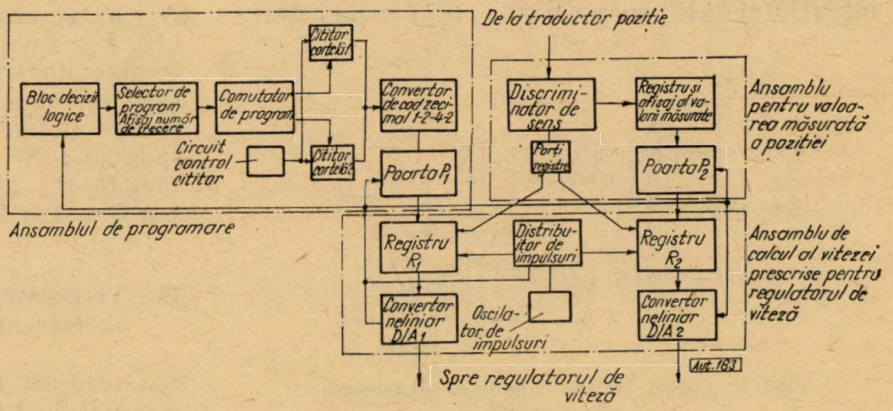



Fig. 2. Schemă-bloc regulator numeric de poziţie.

circuitului de reglare a poziţiei) s-a verificat funcţional echipamentul numeric cu simularea electronică a operatorului şi a obiectului reglat (mai exact a traductorului de poziţie).

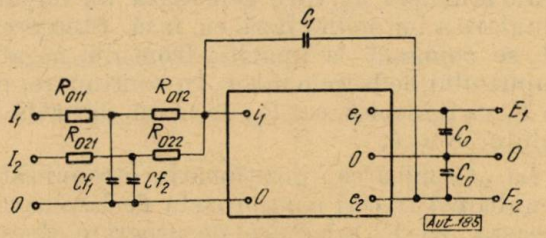



Fig. 4. Regulator curent indus :

$R_{011} = R_{012} = 100$ kΩ ; $R_{021} = R_{022} = 10$ kΩ ; $Cf_1 = 1\ \mu F$ ; $CO = 2\ \mu F$ ; $Cf_2 = 2{,}5\ \mu F$ ; $C_1 = 40\ \mu F$ ; $t_r \cong 150$ ms ; $\delta \cong 20\%$ (la un semnal treaptă curent motor $\approx 500$ A).

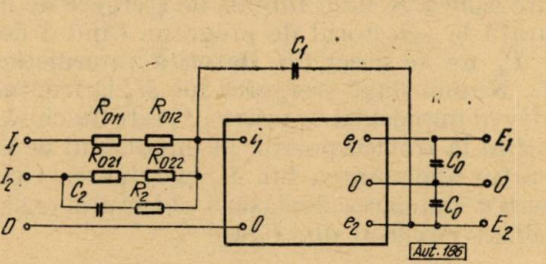



Fig. 5. Regulator turaţie :

$R_{011} = R_{012} = 5{,}7$ k ; $R_{021} = R_{022} = 24$ k ; $R_2 = 1{,}5$ k ; $CO = 1{,}5\ \mu F$ ; $C_1 = 10\ \mu F$ ; $C_2 = 5\ \mu F$.

Pentru simularea electronică a operatorului s-a utilizat circuitul din figura 6, realizat cu elemente de comutaţie statică UNILOG.

La conectarea tensiunii de alimentare, memoriile $M_1$ şi $M_2$ se află în starea preferenţială, numită convenţional „0". Cînd semnalul generatorului de impulsuri devine $G = 0$, deoarece selectorul de program este în starea „0" ($S=1$), $P_1$ trece în starea 1 şi comandă anclanşarea memoriei $M_1$, care generează un impuls de simulare

a butonului de iniţiere a ciclului. Impulsul generat de $M_1$ determină păşirea selectorului în starea 1, $S$ devine 0, dar $P_2$ rămîne în continuare „0", datorită interdicţiei lui $M_1$, şi deci $M_2$ nu sesizează păşirea selectorului. La frontul negativ al impulsului de la generator ($G = 0/1$) se dă „ştergerea" lui $M_1$. La frontul pozitiv al următorului impuls de la generator ($G = 1/0$), $P_2$ devine *1* şi anclanşează $M_2$, care generează un impuls de simulare a butonului fază cu fază. Ştergerea lui $M_2$ se comandă la apariţia frontului negativ al impulsului de la generator. În continuare, poarta $P_1$ va fi închisă, iar $P_2$, deschisă, datorită semnalului $S = 0$.

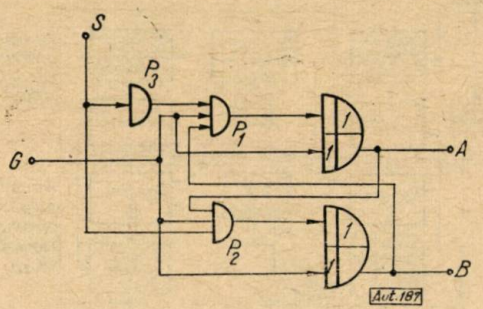



Fig. 6. Circuit pentru simularea electronică a operatorului :

$S$ – stare selector $\begin{cases} 0, \text{ selector} \neq 0 \\ 1, \text{ selector} = 0 \end{cases}$ ; $G$ – generator (stare normală 1) ; $A$ – semnal iniţiere ciclu ; $B$ – semnal fază cu fază.

La „terminarea" poziţionării corespunzătoare penultimei treceri a unui ciclu de laminare, fie aceasta „$n-1$", selectorul de program păşeşte în starea „$n$", care corespunde coloanei „$n$" din cartela de programare care conţine fişa de „ultimă trecere". Cînd $G$ devine 0, $M_2$ anclanşează şi permite aplicarea unui impuls de ştergere de lungă durată la selectorul de program. Cînd $S$ devine *1*, $P_1$ nu se deschide, datorită interdicţiei lui $M_2$. Numai după ştergerea lui $M_2$ la frontul negativ al impulsului $G$, poarta $P_1$ este deschisă, permiţînd la frontul pozitiv al impulsului de la generator anclanşarea lui $M_1$ şi reluarea ciclului. Pentru simularea deplasării obiectului reglat s-a utilizat circuitul din figura 7.

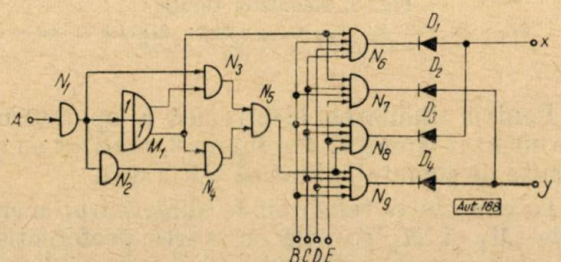



Fig. 7. Circuit pentru simularea traductorului de poziţie : $A$ – semnal astabil 100 Hz ; $B$ – impuls blocare distribuitor ; $C$ – impuls deschidere convertoare $D/A$ ; $D$ – stare $R_1$ ($E = 0$ dacă $R_1 = 0$) ; $E$ – stare $R_2$ ($E = 0$ dacă $R_2 = 0$) ; $x$, $y$ – impulsuri de comandă a discriminatorului de sens.

Circuitul alcătuit din memoria $M_1$ şi circuitul SAU EXCLUSIV, constituit din $N_3$, $N_4$, $N_5$, transformă semnalul $A$ de la un astabil de 100 Hz în două trenuri de impulsuri decalate cu 90°, care se aplică circuitului constituit din $N_6$, $N_7$ $N_8$, $N_9$ şi circuitele SAU cu diode ($D_1$, $D_3$) şi ($D_2$, $D_4$). Acesta din urmă retransmite cele două trenuri de impulsuri spre discriminatorul de sens, introducînd sau nu un defazaj de 180°, în funcţie de semnalele $B$, $C$, $D$, $E$ (calculul s-a efectuat : $B = 0$, convertoarele $D/A$ deschise ; $C = O$, $R_1$ sau $R_2$ în starea 1 ; $D = 0$ şi $E = 1$ sau $D = 1$ şi $E = 0$).

## IV. Verificarea traductorului de poziţie inductiv incremental

S-a verificat funcţionarea în condiţii industriale deosebit de dificile (trepidaţii, praf, temperaturi înalte, paraziţi industriali) a traductorului inductiv incremental, proiectat la IPA [6].

Problemele speciale care s-au rezolvat au fost :

— cuplarea printr-un cuplaj mecanic elastic special a traductorului cu axul şurubului ;

— ajustarea pragurilor reglabile (0,2 — 5 V) ale triggerelor care formează impulsurile de comandă a discriminatorului de sens (fig. 8) ;

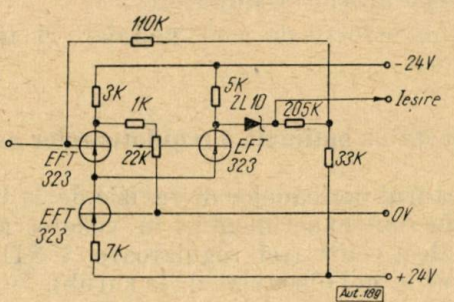



Fig. 8. Circuit trigger.

— ajustarea valorilor a două filtre trece-jos, care separă frecvenţa purtătoare de 1 000 Hz, nedorită de spectrul de frecvenţe util (maximum 200 Hz).

## V. Concluzii şi perspective

Experimentarea fiind în curs, nu se pot formula decît concluzii parţiale, urmînd ca la încheierea experimentărilor şi după o perioadă de urmărire în exploatare de circa 6 luni să se poată formula concluzii definitive şi, eventual, aprecieri asupra eficienţei economice.

În urma experimentărilor efectuate pînă în prezent rezultă corectitudinea concepţiei echipamentului şi posibilitatea extinderii utilizării lui la alte comenzi cu program numerice.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] *Poziţionarea numerică a şurubului de presare la Bluming 1000, C. S. Hunedoara.* Proiecte IPA.

[2] Constantinescu, V., Iosipescu, A., Basarab, S., Dumitraşcu, A., Miu, E. *Instalaţie de poziţionare numerică a şurubului de presare Bluming 1000 C. S. H.* Comunicare prezentată la sesiunea de comunicări din domeniul automaticii, oct 1963.

[3] Basarab, S. *Aspecte ale proiectării logice a unui dispozitiv numeric de comparare utilizat pentru reglarea numerică a poziţiei.* Comunicare prezentată la sesiunea de comunicări din domeniul automaticii, oct 1963.

[4] Weinrich, G., Landau, I. D., Basarab, S. *Constatări din aplicaţiile industriale ale sistemului de reglare unificat, transistorizat, pentru acţionări electrice.* Comunicare prezentată la sesiunea de comunicări din domeniul automaticii, oct 1963.

[5] *Instrucţiuni de punere în funcţiune şi ajustare a buclelor de reglare de la transfercarul Bluming 1000 IPA.*

[6] *Traductor inductiv incremental de poziţie.* Proiect IPA

Ing. S. ANASTASIU, dr. ing. I. D. LANDAU, ing. T. IONESCU, ing. A. GROSSU şi ing. Şt. GAVĂT

# Reglarea autoadaptivă a acţionărilor electrice

Se poate afirma că sistemele de reglare a acţionărilor electrice, bazate pe principiile reglării autoadaptive şi realizate cu regulatoare neliniare, pot duce la performanţe superioare celor clasice, întrebuinţîndu-se în acest scop o aparatură simplă şi deci fiind necesare investiţii reduse.

În cele ce urmează se prezintă, pe baza studiilor şi a experimentărilor efectuate la IPA, cîteva soluţii şi rezultate privind reglarea autoadaptivă a acţionărilor electrice, analizîndu-se perspectivele de dezvoltare a acestor sisteme.

## Limitele performanţelor sistemelor de reglare cu regulatoare liniare pentru acţionări electrice

Din punct de vedere al cerinţelor impuse, acţionările electrice se pot împărţi în două categorii [3]:

— acţionări reversibile, adică acţionări la care se inversează şi sensul cuplului fie în scopul inversării sensului turaţiei, fie doar în scopul frînării motorului, şi

— acţionări cu turaţie constantă care se poate stabili într-o gamă dată.

Acţionările de tipul sistemelor de urmărire de exemplu acţionări sincronizate la laminoare continue, cu reglarea buclei de material, acţionări la viteză periferică constantă la strunguri carusel ş.a., îmbină cerinţele impuse ambelor tipuri de acţionări de mai sus.

Cerinţele privind performanţele dinamice se pot exprima prin următoarele:

— timp cît mai redus de stabilire a valorii cuplului maxim de accelerare sau de frînare, respectiv timp minim de stabilire a turaţiei impuse;

— abaterea tranzitorie a turaţiei la un şoc de sarcină care apare în procesul de prelucrare acţionat să nu depăşească o valoare predeterminată şi să devină zero într-un timp scurt.

Pentru aprecierea limitelor acestor performanţe se consideră cazul reglării în cascadă şi utilizării de regulatoare electronice. În acest scop, obiectul reglat se poate descompune în părţi care cuprind una sau maximum două constante de timp, compensabile prin cîte un regulator, şi o sumă a constantelor de timp mici, principial necompensabile (cuprinzînd timpii morţi ai elementului de execuţie a căror compensare ar necesita elemente predictive), şi constantele de timp ale circuitelor de filtrare, necesare pentru eliminarea semnalelor parazite introduse de traductoare.

Fie o buclă de reglare în care obiectul reglat are funcţia de transfer:

$$Y_{0b}(s) = \frac{K_{0b}}{(1 + T_s)(1 + T_\Sigma s)}, \qquad (1)$$

unde:

$K_{0b}$ este factorul de amplificare al procesului reglat;

$T$ — constanta de timp a obiectului;

$T_\Sigma$ — suma constantelor de timp mici, şi regulatorul de tip PI cu funcţia de transfer:

$$Y_R(s) = \frac{1 + \tau s}{\tau_i s}. \qquad (2)$$

Considerentele care se prezintă mai jos se pot extinde şi pentru cazul în care obiectul cuprinde două constante de timp mari, compensabile. De asemenea cazul buclei de reglare a turaţiei motorului se obţine considerînd în relaţia (1) $Ts \gg 1$ şi neglijînd termenul 1.

Considerînd $T > 2T_\Sigma$ (condiţie respectată în general la acţionările moderne cu elemente de execuţie neinerţiale), regulatorul se poate ajusta după criteriul simetric, conform relaţiilor lui

Kessler [2], valorile constantelor de timp alegîndu-se :

$$\tau = 4\ T_\Sigma ;$$

$$\tau_i = 2\ K_{0b}\ T_\Sigma \frac{\tau}{T}, \qquad (3)$$

$$\text{şi } Y_R = \frac{T}{K_{0b}} \frac{1 + 4T_\Sigma s}{8\ T_\Sigma^2 s}.$$

Rezultă funcţia de transfer a sistemului închis optimizat după criteriul simetric :

$$Y_0(s) = \frac{1 + 4\ T_\Sigma s}{1 + 4\ T_\Sigma s + 8\ T_\Sigma^2 s^2 + 8\ T_\Sigma^3 s^3}$$

sau după introducerea unui filtru la intrare pentru reducerea suprareglajului de 43 % datorit zeroului :

$$Y_0'(s) = \frac{1}{1 + 4\ T_\Sigma s + 8\ T_\Sigma^2 s^2 + 8\ T_\Sigma^3 s^2}. \qquad (4)$$

Răspunsul unui asemenea sistem la semnal treaptă este dat în figura 1,*a*, timpul de stabilire a mărimii reglate fiind determinat în exclusivitate de valoarea $T_\Sigma$.

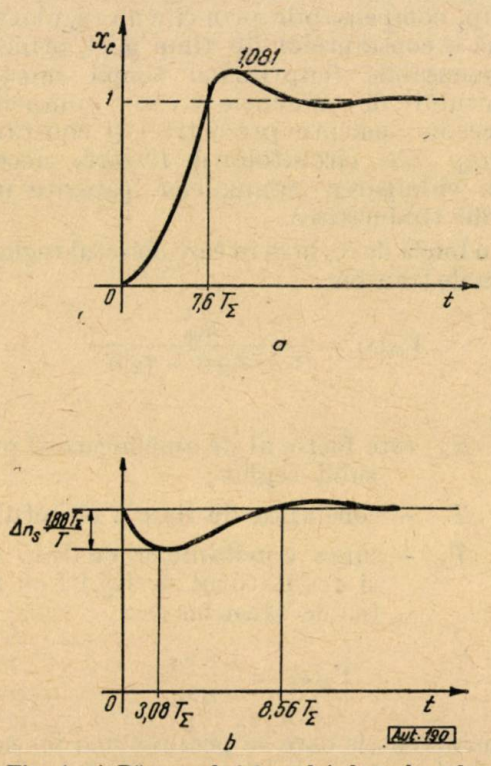



Fig. 1. *a*) Răspunsul sistemului de reglare descris prin relaţia (4) la semnal de intrare treaptă ; *b*) răspunsul aceluiaşi sistem la o perturbaţie de sarcină în treaptă (în cazul unei bucle de reglare a turaţiei).

În bucla de reglare a curentului (care determină timpul de stabilire a cuplului motorului) $T_\Sigma$ poate avea valori de 3—5 ms, iar în bucla de reglare a turaţiei poate fi de circa 10—15 ms, în cazul utilizării elementelor de execuţie neinerţiale de tipul ventilelor comandate.

Micşorarea acestor valori presupune eforturi deosebite în direcţia construcţiei traductoarelor şi a elementelor de execuţie pentru comanda motoarelor.

Pe de altă parte, obţinerea performanţelor conform figurii 1 reprezintă un caz ideal, în realitate aceste performanţe putîndu-se obţine doar într-un punct particular de funcţionare a sistemului de reglare din următoarele motive principiale :

— variaţia parametrilor obiectului reglat în timpul funcţionării (de exemplu modificarea momentului de inerţie, variaţia fluxului motorului, modificarea parametrilor redresorului la apariţia regimului de curent întrerupt etc.) ;

— neliniarităţile diverselor elemente din schemă (de exemplu saturaţii ş.a.).

În afară de acestea, dificultăţile determinării exacte a constantelor de timp ale unor obiecte reglate (de exemplu la motoarele asincrone comandate prin frecvenţă şi tensiune variabilă) fac ca, practic, ajustarea regulatoarelor în aceste cazuri să se abată de la ajustarea optimă.

Din relaţia (3) rezultă că, indiferent dacă abaterile de la situaţia optimă sînt cauzate de variaţia constantei de timp sau a factorului de amplificare ale obiectului, faţă de valorile luate în considerare la ajustarea regulatorului, dezacordul regulatorului este de natura unui factor de amplificare. Gama de variaţie a parametrilor obiectului întîlnită în practică în domeniul acţionărilor electrice este de 1 : 2— 1 : 40, în cazuri speciale pînă la : 1 : 100.

Actualmente, pentru ca stabilitatea sistemului să fie asigurată în toată gama de valori în care variază parametrii, se procedează la dezacordarea regulatorului faţă de optimul simetric, realizîndu-se ajustarea pentru „bandă largă". În figura 2 s-au reprezentat caracteristicile amplitudine-pulsaţie pentru cazul unui regulator ajustat după criteriul simetric corespunzător amplificării maxime a buclei (curbele *a*) şi pentru cazul unui regulator ajustat pentru bandă largă (curbele *b*), la două valori limită de variaţie a parametrilor. Se observă că, în primul caz, la scăderea amplificării sistemului de reglare tinde să intre în oscilaţie la frecvenţe joase. În al doilea caz, sistemul nu intră în oscilaţie, în schimb la scăderea amplificării timpul de răspuns devine mare şi abaterile tranzitorii sub acţiunea perturbaţiilor cresc [1].

Din cele menţionate se desprind următoarele concluzii :

— performanţele dinamice ale sistemelor de reglare cu regulatoare liniare prezintă o limită care. principial şi practic, nu poate fi depăşită. Ea este determinată de suma constantelor de timp mici, necompensabile, din bucla de reglare ;

— aceste performanţe limită teoretice nu pot fi obţinute, practic, decît într-un punct particular de funcţionare, din cauza variaţiei parametrilor obiectului reglat şi ai elementului de execuţie din sistemul de reglare;

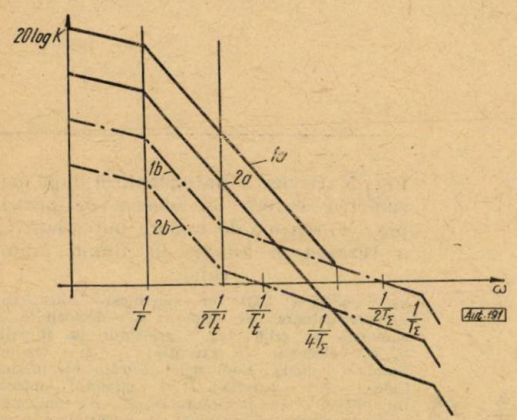



Fig. 2. Caracteristici logaritmice amplitudine-pulsaţie în cazul variaţiei parametrilor:
*a* — sistem ajustat după criteriul simetric; *b* — sistem ajustat pentru bandă largă; *1* — curbele pentru valoarea maximă a coeficientului de amplificare al buclei; *2* — curbele pentru valoarea minimă a coeficientului de amplificare al buclei.

— atît variaţia constantelor de timp mari, cît şi variaţia coeficientului de amplificare al obiectului, se manifestă în cazul unei ajustări după criteriul simetric sub forma unui dezacord de natura unui factor de amplificare, deci pot fi compensate prin utilizarea unui regulator cu factor de amplificare ajustabil funcţie de un semnal exterior.

## Posibilităţi de reglare autoadaptivă a acţionărilor electrice

În mod general, principiul reglării autoadaptive poate fi ilustrat din schema din figura 3, conform [4]. Peste bucla de reglare clasică, re-

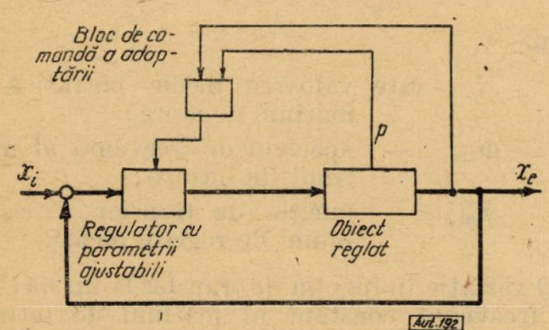



Fig. 3.
$x_i$ — mărime de intrare; $x_e$ — mărime de ieşire; $p$ — mărime dependentă de parametrul variabil al obiectului.

prezentată prin linie groasă, se suprapun circuitele de adaptare, desenate cu linie subţire. Acestea intervin în sensul reajustării regulatorului pe baza informaţiilor primite asupra funcţionării sistemului de reglare, după un algoritm dinainte stabilit. La sisteme adaptive de ordin superior algoritmul poate fi şi el variat prin bucle de adaptare suprapuse, care modifică parametrii sau structura blocului de comandă a adaptării.

Pentru analiza posibilităţilor de reglare autoadaptivă a acţionărilor electrice trebuie ţinut seamă de particularităţile acestui domeniu, şi anume:

— procesele de acţionare electrică fiind caracterizate prin constante de timp reduse, este necesar ca timpul de realizare a autoadaptării să fie redus faţă de timpul în care variază parametrii:

— aparatura prin care se realizează autoadaptarea trebuie să fie de complexitate şi volum relativ reduse, să nu afecteze în mod esenţial complexitatea instalaţiilor actuale de reglare a acţionărilor electrice;

— preţul de cost al circuitelor de adaptare să reprezinte un procent cît mai redus din costul echipamentelor de reglare clasice justificabil tehnico-economic.

Realizarea sistemului autoadaptiv se poate face pe baza criteriului menţinerii unei anumite configuraţii constante poli-zerouri. În figura 4 s-au reprezentat configuraţia rădăcinilor siste-

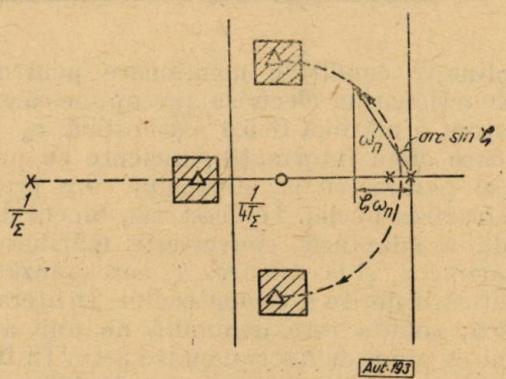



Fig. 4.
$x$ — polii funcţiei de transfer a sistemului deschis; 0 — zerourile funcţiei de transfer a sistemului deschis; Δ — polii funcţiei de transfer a sistemului închis, ajustat după criteriul simetric; — — — porţiuni ale locului rădăcinilor pe care se deplasează polii funcţiei de transfer a sistemului închis, în cazul în care coeficientul de amplificare variază de la zero la valoarea corespunzătoare criteriului simetric; în interiorul zonelor haşurate, polii funcţiei de transfer a sistemului închis se pot deplasa fără a modifca în mod esenţial comportarea dinamică a sistemului de reglare.

mului închis optimizat după criteriul simetric descris prin ecuaţia (5) şi variaţia acestor rădăcini în cazul în care coeficientul de amplificare al sistemului deschis scade pînă la zero. Din modul de variaţie al polilor complex conjugaţi, dominanţi, rezultă că la scăderea amplificării sistemul devine mai lent şi mai oscilant (amortismentul scade). Prin reglarea autoadaptivă în acest caz se urmăreşte ca, reajustînd factorul de amplificare al regulatorlui, rădăcinile funcţiei de transfer a sistemului de reglare închis să se menţină în zonele haşurate, modificarea comportării dinamice a sistemului faţă de cazul optimului simetric fiind neesenţială.

Un prim procedeu de reglare autoadaptivă după criteriul menţinerii unei configuraţii constante a polilor şi zerourilor funcţiei de transfer ai sistemului deschis este cazul adaptării după parametrul extern (fig. 5). Acest procedeu (care

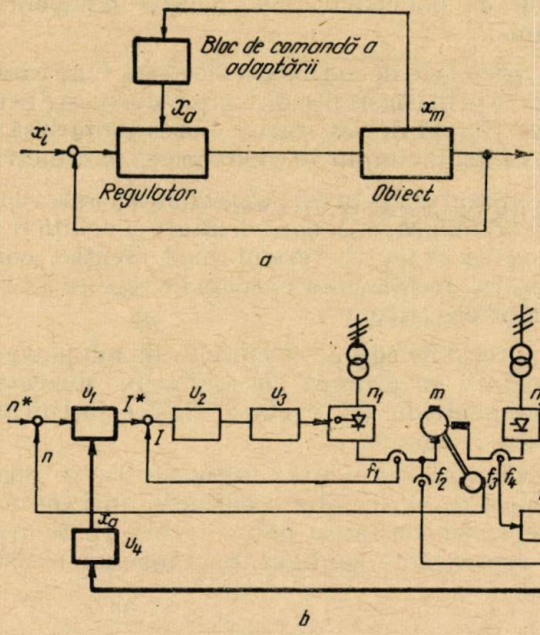



Fig. 5. Reglarea autoadaptării după parametru extern *a*) schema de principiu ; *b*) schema de reglare autoadaptivă a turaţiei în funcţie de fluxul motorului :

$u_1$ – regulator PID cu amplificare ajustabilă; $u_2$ – regulatoare PID liniare; $u_3$ – dispozitive de comandă pe grilă; $u_4$ – generator de funcţii; $n_1$, $n_2$ – elemente de execuţie; $f_1 - f_5$ – traductoare; $d$ – diodă; S-au notat următoarele mărimi fizice: $n^*$, $n$ – turaţia; $I^*$, $I$ – curentul motorului; $\Phi^*$, $\Phi$ – fluxul motorului; $E^*$, $E$ – tensiunea electromotoare a motorului; $x_a$ – mărimea de comandă a adaptării. S-au notat cu asterisc mărimile de intrare şi fără asterisc mărimile de reacţie.

îndeplineşte condiţiile menţionate pentru reglarea acţionărilor electrice) presupune că există în sistem o mărime fizică măsurabilă $x_m$ (fig. 5,*a*) care oferă informaţii suficiente cu privire la acel parametru al obiectului care produce dezacordarea buclei. În acest caz, blocul de comandă a adaptării converteşte mărimea $x_m$ în mărime $x_a$ şi la valoarea $k_a$ corespunzătoare amplificării dorite a regulatorului. În literatura tehnică, soluţia este denumită de unii autori sistem cu timp de autoadaptare zero. În figura 5,*b* s-a reprezentat structura sistemului cu reglarea autoadaptivă a turaţiei în funcţie de fluxul motorului, care a fost realizat şi experimentat la IPA. Deosebirile faţă de schema clasică de reglare, descrisă în [4], constau în prezenţa regulatorului PID cu amplificare ajustabilă [9] în funcţie de semnalul $x_a$, $u_1$, şi a generatorului de funcţii $u_4$. Adaptarea se face în funcţie de mărimea de ieşire de la traductorul de flux $f_5$.

Cu schema din figura 5, *b* s-au obţinut un timp de stabilire şi un răspuns la perturbaţii de sarcină practic nemodificat faţă de situaţia corespunzătoare optimului simetric. Faţă de performanţele schemei clasice, la diminuarea de 3 ori a fluxului motorului aceasta reprezintă o micşorare de circa 3 ori a timpului de anulare a efectului abaterii. Ca urmare, unghiul de rămînere în urmă a rotorului, care determină precizia agregatului la procesele de prelucrare continue, scade de circa 3 ori sau, la aceleaşi abateri admise, permite creşterea de 3 ori a vitezelor de prelucrare. Aparatura necesară utilizează în întregime module tipizate din sistemul de reglare unificat UNIDIN.

Metoda are dezavantajul că necesită cunoaşterea cu suficientă exactitate a modului de variaţie al parametrilor obiectului reglat, în funcţie de aceasta urmînd a se ajusta generatorul de funcţii $u_4$.

În cazul în care nu este posibilă adaptarea după parametrul extern, adaptarea în scopul menţinerii unei configuraţii constante polizerouri se poate realiza pe baza procedeelor de identificare statistice [2], bazate pe aceea că caracteristicile statistice ale mărimii de ieşire cuprind informaţii asupra funcţiei de transfer a sistemului închis, după relaţia :

$$\overline{x_e^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{x_i x_i}(\omega) \, |Y_0'(j\omega)|^2 \, d\omega, \qquad (5)$$

unde :

$\overline{x_e^2}$ este valoarea medie pătratică a mărimii de ieşire ;

$\Phi_{x_i x_i}$ — spectrul de frecvenţă al mărimii de intrare ;

$Y_0'(j\omega)$ — funcţia de transfer a sistemului de reglare închis.

O variaţie în funcţia de transfer la un spectru de frecvenţă constant al mărimii de intrare se traduce printr-o variaţie a valorii medii pătratice a mărimii de ieşire, măsurabilă. În figura 6 se prezintă una din variantele posibile de realizare a autoadaptării după criterii statistice în care s-a utilizat şi un model identic cu instalaţia optimizată, avînd avantajul asigurării unui timp de adaptare mai redus. Prin scăderea valorilor pătratice ale celor două ieşiri (a instalaţiei şi a modelului) se formează eroarea generalizată, care comandă adaptarea.

În caz de identitate a instalaţiei şi modelului, eroarea generalizată se anulează.

Adaptarea după criterii statistice are avantajul sensibilităţii la variaţia parametrilor [7] (folosind valorile pătratice ale mărimilor), însă

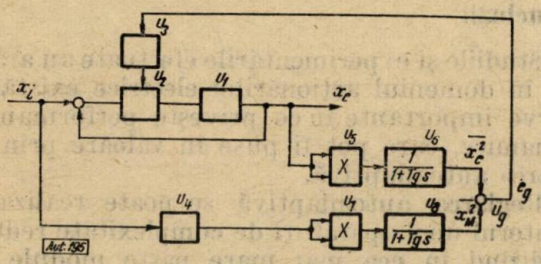


Fig. 6.

$u_1$ — obiect; $u_2$ — regulator cu parametrii ajustabili; $u_3$ — bloc de comandă a adaptării; $u_4$ — model; $u_5$, $u_7$ — cvadrator; $u_6$, $u_8$ — filtre; $u_9$ — comparator; $x_i$ — mărime de intrare; $x_e$ — mărime de ieşire; $x_M$ — mărime de ieşire din model; $e_g$ — eroare generalizată; $\overline{x_e^2}$, $\overline{x_M^2}$ — valorile medii pătratice ale mărimilor $x_e(t)$, $x_M(t)$.

prezintă, pentru domeniul acţionărilor electrice, dezavantajul unor timpi de adaptare mari daţi de filtrele statistice necesare, motiv pentru care soluţia nu a fost abordată în cercetările efectuate la I.PA.

Cunoscute în literatură [8], soluţiile de autoadaptare cu semnal de probă, care urmăresc de asemenea menţinerea unei configuraţii constante poli-zerouri, nu sînt adecvate acţionărilor electrice, erorile suplimentare introduse de semnalul de probă nefiind admise în procesele de prelucrare acţionate.

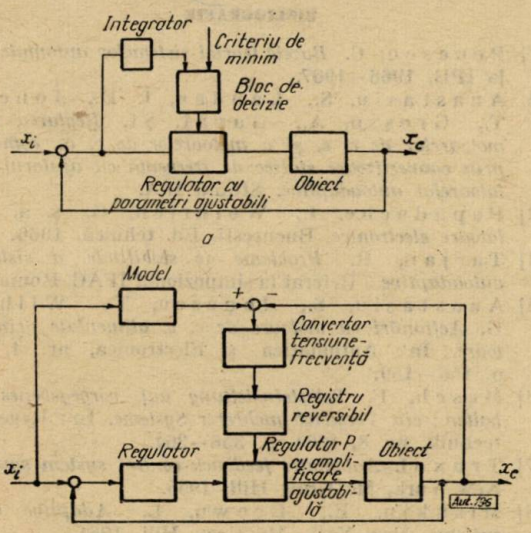



Fig. 7. Reglarea autoadaptivă funcţie de eroare după un criteriu integral:
*a*) principiul metodei; *b*) sistem autoadaptiv.

În ultimul timp s-a răspîndit utilizarea criteriilor integrale în realizarea de sisteme adaptive. În figura 7, *a* s-a reprezentat structura de principiu a unui asemenea sistem [1] care utilizează, ca criteriu de adaptare, realizarea minimului integralei erorii:

$$I = \int_0^{\infty} \varepsilon(t)\, dt.$$

Criteriul are dezavantajul unui timp de măsurare mare al intervenţiei în scopul adaptării sistemului abia după primirea informaţiilor complete asupra regimului tranzitoriu (deci abia la o nouă variaţie a mărimii de intrare).

Pentru înlăturarea acestor deficienţe, la IPA s-a utilizat o variantă prezentată în figura, 7*f*, *b*, folosind un model al instalaţiei. Prezenţa modelului permite ca integrarea şi intervenţia în sensul adaptării să se efectueze de la începutul şi pe întreaga durată a regimului tranzitoriu [10].

Verificarea soluţiei la variaţii în limite largi ale parametrilor obiectului reglat, în cazul acţionărilor cu motor de c.c. şi în anumite limite cu motor de c.a., s-a făcut într-o primă etapă pe baza simulării obiectului cu ajutorul amplificatoarelor operaţionale UNIDIN, conform schemei-bloc din figura 8, *a*. S-a notat cu $T_J$ constanta de timp electromagnetică a motorului.

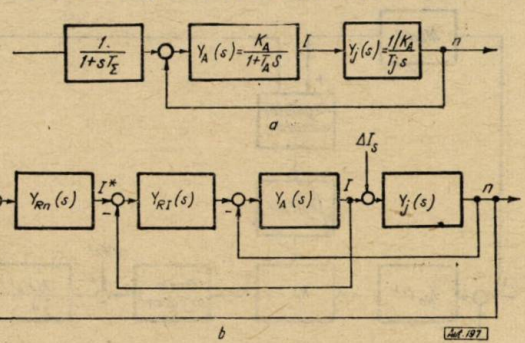



Fig. 8. *a*) Schema-bloc a obiectului reglat; *b*) schema de reglare în cascadă (clasică) a turaţiei şi curentului unui motor de curent continuu sau curent alternativ.

Folosind principiul reglării în cascadă pentru obiectul de mai sus, se reglează turaţia $n$ şi curentul $I$ după schema din figura 8, *b*.

Verificarea funcţionării sistemului de reglare adaptiv în bucla de curent s-a efectuat pe baza schemei din figura 9 [10].

În bucla clasică de reglare, pe calea directă, în afara regulatorului clasic se află regulatorul cu factor de amplificare variabil.

În bucla de curent obiectul reglat are următoarea funcţie de transfer aproximativă pentru cazul $T_J \gg T$:

$$Y_{0b} = \frac{K_A}{1 + T_A s} \cdot \frac{1}{1 + T_\Sigma s}.$$

S-a ales o gamă de variaţie de 1 : 20 atît pentru $K_A$, cît şi pentru $T_A$ ($T_A = 50 - 1000$ ms)

cu $T_\Sigma = 7{,}5$ ms. Regulatorul cu ajustare fixă din faţa regulatorului cu factor de amplificare variabil a fost ajustat după criteriul simetric pentru cazul $K_A = K_{Amin} = 50$, $T_A = T_{Amax} = 50$ ms.

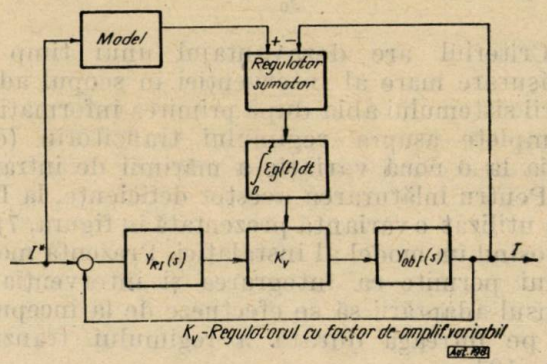



Fig. 9. Reglaj adaptiv în bucla de curent cu model, în funcţie de integrala pe porţiuni a erorii.

Reglarea adaptivă în bucla de turaţie s-a efectuat conform schemei din figura 10, cu bucla de curent ajustată fix după criteriul modulului sau criteriul simetric cu filtru pe intrare; s-a

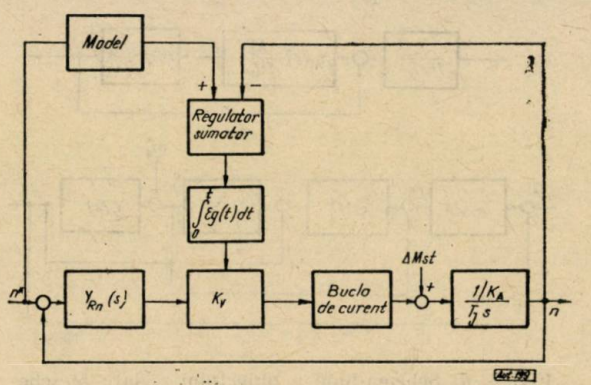



Fig. 10. Reglaj autoadaptiv în bucla de turaţie cu model, în funcţie de integrala pe porţiuni a erorii.

variat constanta $T_J$ în raportul 1 : 10, funcţia de transfer a obiectului fiind în acest caz:

$$Y_{0b}(s) = \frac{1/K_A}{T_J s} \cdot \frac{1}{1 + T_\Sigma s}.$$

Regulatorul cu ajustare fixă s-a acordat după criteriul simetric.

Din rezultatele experimentale obţinute rezultă că schema de reglare adaptivă realizată asigură, atît în bucla de curent, cît şi în bucla de turaţie, un răspuns optim în sensul criteriului simetric, la variaţii mari ale constantei de timp şi factorului de amplificare. De asemenea s-a constatat că precizia cunoaşterii constantelor de timp mici nu este critică.

Aparatura necesară este realizabilă din modulele tipizate ale sistemului de reglare unificat UNIDIN, cu excepţia registrului reversibil şi a circuitelor de reacţie variabilă ale regulatorului.

## Concluzii

Studiile şi experimentările efectuate au arătat că în domeniul acţionărilor electrice există rezerve importante în ce priveşte performanţele dinamice, care pot fi puse în valoare prin reglarea autoadaptivă.

Reglarea autoadaptivă se poate realiza cu ajutorul unei aparaturi de complexitate redusă, utilizînd în cea mai mare parte module ale sistemului unificat de reglare UNIDIN.

Majorarea costului prin introducerea reglării autoadaptive reprezintă un procent de 15—1,5 % din costul echipamentului de reglare clasic, la puteri peste 40 kW, iar faţă de costul întregului utilaj în cazurile cele mai uzuale de utilizare, procentul este de 4—0,5 %.

Avantajele obţinute prin introducerea reglării autoadaptive sînt în principal:

— creşterea preciziei şi rapidităţii în toată gama de valori ale mărimii reglate, şi, prin aceasta, creşterea productivităţii;

— creşterea calităţii proceselor acţionate prin micşorarea abaterilor tranzitorii;

— economie de timp de proiectare şi la punerea în funcţiune a echipamentelor de reglare, în cazul reglării autoadaptive după model, nemaifiind necesare calcule exacte de proiectare şi tatonări la punerea în funcţiune.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C. *Bazele teoriei sistemelor automate.* Curs la IPB, 1966—1967.

[2] Anastasiu, S., Landau, I. D., Ionescu, T., Grossu, A., Gavăt, Şt. *Reglarea vitezei motoarelor de c. c. şi a motoarelor de c. a. comandate prin convertizoare statice de frecvenţă cu ajutorul regulatoarelor autoadaptive.* Studiu IPA.

[3] Papadache, I., Weinrich, G. ş. a. *Regulatoare electronice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[4] Tarjan, R. *Probleme de stabilitate a sistemelor autoadaptive.* Referat la simpozionul IFAC, Roma 1964.

[5] Anastasiu, S., Ionescu, T., Wilheim, G. *Acţionări cu motoare de c. c. alimentate prin tiristoare.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 156—159.

[6] Mesch, F. *Selbsteinstellung auf vorgegebenes Verhalten; ein Vergleich mehrerer Systeme.* În: Regelungstechnik, nr. 8, 1964, p. 356—364.

[7] Truxal. *Automatic feedback control system synthesis.* New York, Mc Graw Hill, 1955.

[8] Mishkin, E., Brown, L. *Adaptive control systems.* New York, Mc Graw Hill, 1961.

[9] Anastasiu, S., Ionescu, T. *Regulator electronic cu parametri ajustabili.* Propunere de invenţie nr. 34532.

[10] Landau, I. D., Grossu, A., Gavăt, St. *Contribuţii la realizarea schemelor de reglare adaptivă după model în acţionările electrice.* Comunicare la sesiunea Institutului de energetică al Academiei Republicii Socialiste România, martie 1967.

Ing. P. MIHORDEA

# Sincronizarea vitezei şi poziţiei acţionărilor electrice cu ajutorul regulatoarelor UNIDIN

Acţionările reglabile multiple fac în prezent obiectul unor instalaţii curente; cu ajutorul lor se obţine sincronizarea turaţiei şi, eventual, a poziţiei mai multor utilaje, acţionate prin motoare diferite, la turaţie variabilă.

Reglarea acţionărilor se realizează în mod corespunzător cu ajutorul regulatoarelor electronice, obţinîndu-se astfel performanţe staţionare şi dinamice ridicate. Instalaţii din acest domeniu de aplicaţii, prevăzute cu echipament transistorizat UNIDIN, sînt prezentate în articolul de faţă.

## 1. Sincronizarea acţionărilor mecanismelor de rotaţie şi de translaţie a ţevilor sudate la o instalaţie de control de defectoscopie Röntgen [6]

Această instalaţie asigură acţionarea continuă a mecanismelor de manevrare a ţevilor, executate prin sudare sub flux, în vederea efectuării controlului de defectoscopie Röntgen a sudurii. Mecanismele de translaţie şi de rotaţie sînt acţionate de motoare de c.c. cu excitaţie independentă, fiecare motor fiind reglat prin tensiunea rotorică cu ajutorul unui lanţ de regulatoare şi al unui amplificator magnetic trifazat. Schema funcţională de principiu a acestei acţionări reglabile este reprezentată prin figura 1.

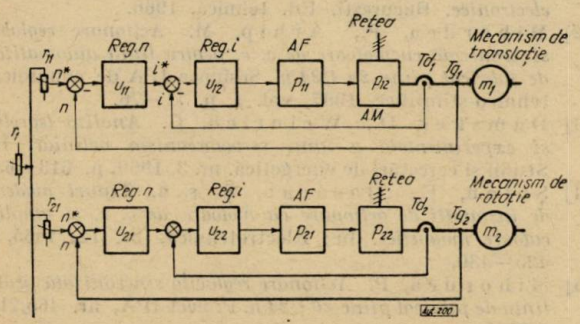



Fig. 1. Sincronizarea turaţiei mecanismelor de translaţie şi de rotaţie a ţevilor sudate la o instalaţie de control de defectoscopie Röntgen.

Motoarele de acţionare sînt de 1 kW, domeniul util de variaţie a turaţiei este de 45—815 rot/min pentru mecanismul de translaţie şi 80—1 800 rot/min pentru mecanismul de rotaţie. Turaţia fiecărui motor poate fi ajustată de la un potenţiometru propriu $r_{11}$, $r_{21}$, iar turaţiile prestabilite pot fi comandate în limitele domeniului de reglare de la un potenţiometru comun $r_1$.

Sistemul de reglare constă în două bucle în cascadă, o buclă de reglare a turaţiei şi o buclă subordonată pentru reglarea curentului. Tensiunea de reacţie pentru bucla de turaţie este dată de traductorul $Tg_1$, $Tg_2$, iar tensiunea de reacţie pentru bucla de curent este dată de traductorul $Td_1$, $Td_2$. Semnalul de ieşire a regulatorului de curent comandă amplificatorul magnetic trifazat $p_{12}$,$p_{22}$, prin intermediul unui amplificator final transistorizat de adaptare de 120 W, $p_{11}$, $p_{21}$. Regulatorul *PI* de turaţie este de curent continuu, regulatorul *PID* de curent şi amplificatorul final sînt de tip basculant. Amplificatorul magnetic trifazat este adecvat semnalelor basculante, în care scop este prevăzut cu două înfăşurări de comandă. Efectul comenzii prin basculare constă în mărirea sau micşorarea lăţimii impulsurilor de un sens faţă de impulsurile de celălalt sens, la o frecvenţă de circa 300 Hz; în acest fel, valoarea medie de ieşire a amplificatorului final variază, în regim staţionar, proporţional cu curentul de comandă a regulatorului.

Prin intermediul schemei de comandă, mecanismul de translaţie poate fi acţionat în sens direct sau invers, comandat pentru înapoiere cu viteză mărită (tensiune maximă la intrarea regulatorului de tensiune şi flux diminuat la valoare constantă), oprit rapid prin frînare dinamică. Instalaţia de mai sus se găseşte în stare de funcţionare la „Fabrica de ţevi sudate" — Bucureşti.

## 2. Sincronizarea turaţiei dozatorului de pastă cu turaţia cuptorului de ciment corespunzător [7]

O sincronizare mai precisă se obţine atunci cînd este utilizată tensiunea tahogeneratorului motorului pilot ca mărime de referinţă pentru acţionările comune. Instalaţii de acest fel sînt folosite, de exemplu, în cazul acţionării reglabile a turaţiei dozatoarelor de pastă ale cuptoarelor de ciment. Schema funcţională de principiu a acestor tipuri de acţionări reglabile este reprezentată în figura 2.

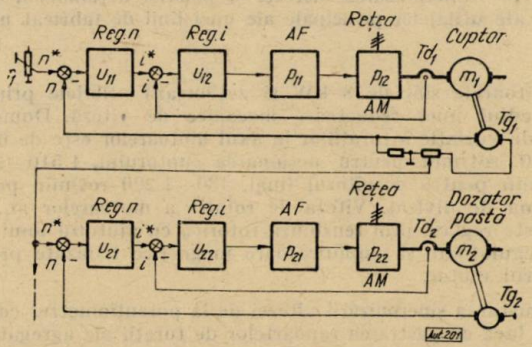



Fig. 2. Sincronizarea turaţiei dozatorului de pastă cu turaţia unui cuptor de ciment.

Motorul pilot pentru acţionarea reglabilă a cuptorului este de circa 200 kW cu domeniul de variaţie a turaţiei în raportul 1/2, ceea ce corespunde turaţiei de lucru a cuptorului 294—588 rot/min, iar motorul de c.c. pentru acţionarea dozatorului, de 1 kW cu domeniul de reglare a turaţiei 400—1 200 rot/min. Motorul pilot poate fi de tip asincron, cu reglarea turaţiei prin variaţia rezistenţei rotorice lichide, eventual printr-o cascadă subsincronă statică care a fost realizată la IPA. În soluţie clasică, acest motor este de c. c., aşa cum arată figura 2. Raportul turaţiilor cuptor-dozator este stabilit prin potenţiometrul montat pe ieşirea tahogeneratorului motorului pilot (cuptor), iar turaţiile prestabilite se ajustează în limitele domeniilor de reglare cu ajutorul potenţiometrului $r_1$ de valoare impusă a turaţiei cuptorului.

Circuitul de reglare constă în două bucle în cascadă cu aceeaşi structură. Regulatorul *PI* de turaţie de c. c., $u_{11}$, $u_{21}$, regulatorul *PID* basculant, $u_{12}$, $u_{22}$, amplificatorul de 120 W basculant, $p_{11}$, $p_{21}$, ca şi sursele de alimentare a acestora — stabilizate şi nestabilizate — aparţin sistemului transistorizat UNIDIN. Mărimea de reacţie pentru bucla de turaţie se obţine de la tahogeneratorul $Tg_1$, $Tg_2$, iar pentru bucla de curent, de la traductorul $Td_1$, $Td_2$.

O instalaţie cum este cea descrisă mai sus a fost proiectată pentru un cuptor de ciment de 800 t/zi.

### 3. Sincronizarea vitezei şi poziţiei acţionărilor electrice ale utilajelor principale ale unei linii de fabricat pîine [2], [5]

Utilajele principale ale fluxului tehnologic al liniei automate, maşina de divizat cuplată rigid cu predospitorul, dospitorul final şi cuptorul tunel sînt acţionate, ca şi în cazurile precedente, de motoare de c.c. cu excitaţie independentă. Schema funcţională de principiu a acestei acţionări reglabile este reprezentată în figura 3.

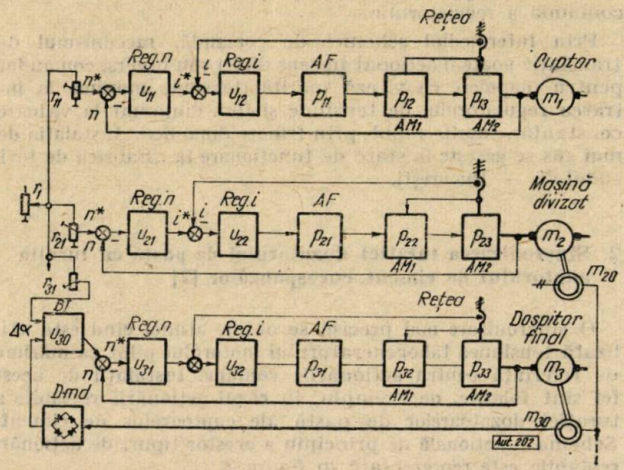



Fig. 3. Sincronizarea vitezei şi poziţiei acţionărilor electrice ale utilajelor principale ale unei linii de fabricat pîine.

Motoarele sînt de 3 kW şi acţionează utilajele prin intermediul unor reductoare mecanice de viteză. Domeniul util de variaţie a turaţiilor la axul motoarelor este de 660—1 980 rot/min pentru acţionarea cuptorului, 1 510—2 600 rot/min pentru dospitorul final, 430—1 290 rot/min pentru maşina de divizat. Viteza de rotaţie a motoarelor $m_1$, $m_2$, $m_3$ este reglată prin tensiunea rotorică cu ajutorul unui lanţ de regulatoare şi amplificatoare magnetice trifazate proprii fiecărui motor.

Ajustarea sincronizării vitezei de la potenţiometrul comun $r_1$ se face cu păstrarea rapoartelor de turaţii ale agregatelor, prestabilite prin potenţiometrele aferente $r_{11}$, $r_{21}$, $r_{31}$.

Sistemul de reglare constă, de asemenea, în două bucle în cascadă, turaţie şi curent, iar structura lor se realizează din aceleaşi module ale sistemului UNIDIN, regulator *PI* de viteză $u_{11}$, $u_{21}$, $u_{31}$, regulator *PID* basculant pentru curent $u_{12}$, $u_{22}$, $u_{32}$, amplificator basculant de 4 W, $p_{11}$, $p_{21}$, $p_{31}$, alimentate de sursa stabilizată a echipamentului. În continuare, lanţul de regulatoare comandă preamplificatorul magnetic trifazat $p_{12}$, $p_{22}$, $p_{32}$, conectat la rîndul său în cascadă cu amplificatorul magnetic trifazat de putere $p_{13}$, $p_{23}$, $p_{33}$. Mărimile de reacţie pentru turaţie şi curent sînt măsurate indirect. Astfel între nulul transformatorului de putere şi peria negativă a motoarelor se închide calea de reacţie a buclei de reglare a turaţiei, respectiv între borna de nul şi cea negativă ale traductoarelor de c. a. / tensiune continuă $p_{11}$, $p_{21}$, $p_{31}$ se închide calea de reacţie a buclei de reglare a curentului.

Sincronizarea de poziţie a utilajelor are loc între maşina de divizat ca agregat conducător şi dospitorul final ca agregat condus. Corectarea abaterilor de poziţie se efectuează prin intermediul lanţului de reglare a motorului $m_3$, atunci cînd semnalul erorii de poziţie se aplică la intrarea blocului $u_{30}$. Semnalul erorii de poziţie este proporţional ca valoare cu amplitudinea tensiunii de eroare şi are polaritatea corespunzătoare sensului abaterii. Aceste condiţii se realizează cu ajutorul traductoarelor de poziţie, selsinul emiţător $m_{20}$, selsinul receptor $m_{30}$ şi al demodulatorului $u_{33}$ sensibil la faza semnalului alternativ. Acesta din urmă este alcătuit din două transformatoare cu priză mediană, conectate la un inel realizat din diode redresoare şi din rezistenţe. Detalii despre acest demodulator se găsesc în literatura de specialitate [3]. Instalaţia prezentată este realizată industrial şi se află în curs de probă.

Toate instalaţiile descrise permit păstrarea constantă a turaţiei motoarelor de acţionare şi sincronizarea turaţiei acestora, cu o precizie determinată în fapt de aceea a traductoarelor de valoare impusă şi de măsură, precum şi de variaţia parametrilor datorită modificării temperaturii mediului ambiant. Performanţele obţinute sînt corespunzătoare scopului propus.

#### BIBLIOGRAFIE

[1] Papadache, I., Weinrich, G. ş. a. *Regulatoare electronice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[2] Mihordea, P., Arhip, M. *Acţionare reglabilă sincronizată cu motoare de c. c. pentru linia automatizată de fabricat pîine 20 t/24 h.* Sesiunea IPA de comunicări tehnico-ştiinţifice, 1967, vol. 1, p. 71—76.

[3] Damsker, D., Weinrich, G. *Analiza teoretică şi experimentală a unui servomecanism neliniar.* În: Studii şi cercetări de energetică, nr. 3, 1960, p. 613—631.

[4] Şofan, E., Basarab, Ş. ş. a. *Tipuri moderne de instalaţii de acţionare cu motoare de c. c. şi amplificatoare magnetice.* În: Electrotehnica, nr. 12, 1965, p. 425—430.

[5] Mihordea, P. *Acţionare reglabilă sincronizată pentru linia de fabricat pîine 20 t/24 h.* Proiect IPA, nr. 465.21—7/1965.

[6] Sîrbu, N. *Instalaţie de defectoscopie Röntgen de la „Fabrica de ţevi sudate"* — Bucureşti. Instalaţii electrice. Proiect IPL, nr. 374.30/1965.

[7] Oprişescu, D. *Echipament de comandă şi automatizare a cuptorului de ciment 800 t/zi.* Proiect IPA, nr. 374.3/1966.

---

Ing. S. ANASTASIU şi ing. G. WILHEIM

## Consideraţii tehnico-economice asupra diferitelor tipuri de acţionări reglabile

Creşterea producţiei prin perfecţionarea procedeelor tehnologice a impus utilizarea pe scară largă a acţionărilor electrice reglabile, deoarece au performanţe ridicate în ceea ce priveşte precizia şi constanţa reglării într-o gamă largă de variaţii ale turaţiilor, siguranţă în funcţionare, precum şi întreţinere redusă. În ultimii ani au apărut tipuri noi de scheme de acţionări electrice bazate în special pe elementele de putere electronice. Se constată în acelaşi timp o diversificare a acţionărilor şi o tendinţă de tipizare a soluţiilor.

În prezentul articol se tratează îndeosebi problemele legate de acţionări care utilizează amplificatoare magnetice sau tiristoare, acestea avînd o largă utilizare. Nu se tratează acţionări cu mutatoare cu vapori de mercur sau acţionări cu sistem Ward-Leonard, a căror utilizare se reduce din ce în ce mai mult, fiind înlocuite cu tipurile de acţionări studiate în articolul de faţă.

Criteriile care au dus la stabilirea tipurilor principale de acţionări avantajoase în anumite domenii de aplicare sînt în principal următoarele: domeniul de puteri, gama de va-

riaţie a turaţiei, posibilitatea de inversare a cuplului, timpul de răspuns al sistemului, factorul de putere, randamentul instalaţiei, întreţinerea, siguranţa în funcţionare, preţul de cost.

Ţinînd seamă de aceste considerente, se examinează următoarele soluţii principale de acţionare:

a) acţionări cu motoare de curent continuu comandate prin amplificatoare magnetice (fig. 1), [1];

b) acţionări cu motoare de curent continuu cu alimentare rotorică (eventual şi pe excitaţie) de la redresoare cu tiristoare (fig. 2), [2], [5];

c) acţionări cu motoare asincrone, comandate cu frecvenţă şi tensiune variabilă prin convertizor static cu tiristoare (fig. 3), [3], [5];

d) acţionări cu motoare asincrone cu rotor bobinat în cascadă subsincronă cu tiristoare (fig. 4), [4], [5].

e) acţionări cu motoare asincrone cu rotor bobinat prin variaţia rezistenţei rotorice cu tiristoare (fig. 5), [5].

S-au luat în considerare acţionări cu reglarea automată a turaţiei cu module de reglare UNIDIN, cu limitarea automată a curentului (prin reglarea în cascadă sau convergentă) şi, eventual, reglarea suplimentară a fluxului. Prin acest procedeu se obţine la toate soluţiile o menţinere a turaţiei în limita de circa 1% faţă de valoarea prescrisă.

### Acţionări cu motoare de curent continuu comandate prin amplificatoare magnetice [1]

Schemele de reglare a turaţiei motoarelor de curent continuu comandate prin amplificatoare magnetice sînt utilizate de obicei la acţionările nereversibile.

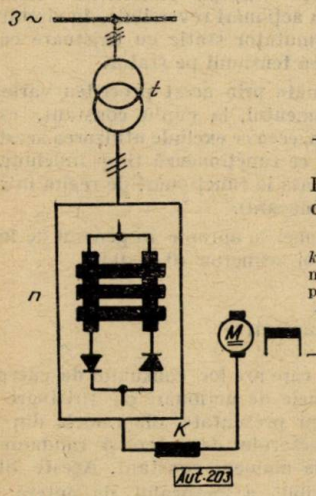



Fig. 1. Acţionare de motor de c. c. cu amplificator magnetic:
$k$ – bobină de filtrare; $M$ – moment de curent continuu; $n$ – amplificator magnetic punte cu diode; $t$ – transformator de alimentare.

Puterile comandate în mod uzual pot lua valori între 1 şi 200 kW, într-o gamă de turaţie pînă la circa 1 : 20 din turaţia nominală. Prin diminuare de flux se poate extinde gama peste turaţia nominală în raportul 3 : 1.

Un dezavantaj al acestui sistem de reglare îl constituie inerţia amplificatorului magnetic şi gabaritul mare.

Preţul de cost al acţionărilor nereversibile de puteri pînă la 40—50 kW este mai redus decît pentru acţionările cu tiristoare, din cauza simplităţii schemei de reglare compusă dintr-un număr redus de blocuri. Evoluţia preţului în funcţie de putere este ilustrată în diagramele din figurile 7 şi 8.

### Acţionări cu motoare de curent continuu comandate prin redresoare cu tiristoare [2]

Acţionările cu motoare de curent continuu (fig. 2) se bazează pe schemele de redresoare reglabile şi se execută în diverse variante în funcţie de aceste scheme, criteriul de aplicare constituindu-l puterea motorului de acţionare, performanţele dinamice cerute, costul instalaţiei (variante prezentate în [2]). Cu tiristoarele obţinute pînă în prezent se pot realiza scheme cu puteri mergînd de la 1 kW la 10 000 kW, domeniul de reglare a turaţiei fiind cuprins între 1/30 $n_n$ la $n_n$ (eventual, prin comandă şi pe flux, pînă la 3 $n_n$).

Pentru puteri mici, de la 1 kW pînă la 5—10 kW, şi unde nu există condiţii stricte asupra formei curentului redresat

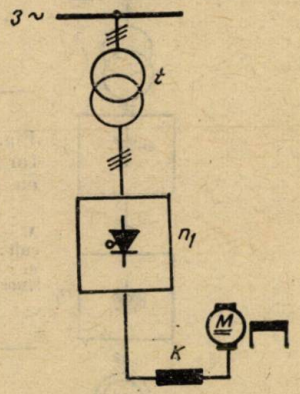



Fig. 2. Acţionare de motor de c.c. cu redresor cu tiristoare:
$k$ – bobină de filtrare; $M$ – motor de curent continuu; $n_1$ – redresor comandabil; $t$ – transformator de alimentare.

se utilizează schemele de redresoare monofazate, cu redresor dublă alternanţă cu diode şi cu tiristor conectat pe partea de curent continuu, avînd preţul de cost al instalaţiei redus cu circa 40% faţă de costul unui echipament trifazat de aceeaşi putere.

Pentru puteri între 5 şi 10 MW se utilizează schemele de redresare trifazate în punte. Acestea asigură o tensiune redresată şi un curent mediu redresat mai mari în raport cu tensiunea de alimentare, şi astfel permit folosirea unor tiristoare de tensiune inversă şi curent mediu mai mici, ceea ce este important în condiţiile în care aceşti parametri ai tiristoarelor sînt încă limitaţi. Aceste scheme asigură de asemenea un factor de ondulaţie mai bun al curentului, conducînd la micşorarea filtrelor necesare.

O variantă a schemei în punte trifazată o constituie schema în punte semicomandată, în care o jumătate a punţii este constituită din diode cu siliciu. Această variantă, mai ieftină cu aproximativ 20—25% faţă de varianta în punte comandată, din cauza reducerii numărului de tiristoare şi a blocurilor aferente, se utilizează în acţionările care nu necesită forţarea anulării curentului (nu necesită funcţionarea punţii în regim de invertor).

Pentru acţionările reversibile se utilizează două punţi cu tiristoare montate în antiparalel. Aceste scheme permit fie inversarea sensului turaţiei, fie doar inversarea sensului curentului în scopul frînării motorului acţionat.

În cazul alimentării şi al excitaţiei motorului de la un redresor cu tensiune variabilă, pentru extinderea gamei de reglare a turaţiei peste turaţia de bază, costul echipamentului creşte cu costul unui echipament nereversibil cu puterea de aproximativ 20% din puterea motorului acţionat.

Randamentul acestui tip de acţionare are valori variind între 85 şi 90%. Factorul de putere variază cu unghiul de deschidere al tiristoarelor, în regim nominal, avînd valoarea de circa 0,95.

În prezent se realizează pe plan mondial echipamente de acţionare tipizate cu motoare de curent continuu, de puteri pînă la aproximativ 2—300 kW.

### Acţionări cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit comandate prin convertizoare statice de frecvenţă [3]

Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu rotor în scurtcircuit prin variaţia frecvenţei şi tensiunii cu ajutorul convertizoarelor s-a dezvoltat, în ultimii ani, prin apariţia tiristoarelor, care permit o comutare rapidă.

Din datele existente în literatura tehnică şi din cercetările efectuate la IPA rezultă cea mai avantajoasă schema de convertizor cu circuit intermediar de curent continuu şi care realizează reglajul tensiunii şi frecvenţei pe invertor (fig. 3).

Puterea motoarelor asincrone reglabile comandate prin convertizoare statice poate fi cuprinsă între 5 şi 200 kW.

Schema permite reglarea turaţiei motoarelor asincrone în gama 1—1/30 $n_n$, iar prin diminuare de flux gama se poate extinde pînă la aproximativ 1,5 $n_n$, păstrîndu-se însă în acest caz puterea constantă.

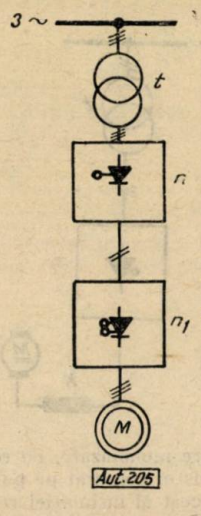



Fig. 3. Acţionare de motor asincron în scurtcircuit cu convertizor static de frecvenţă :

*M* — motor asincron în scurtcircuit ; *n* — redresor cu diode ; $n_1$ — invertor cu frecvenţă şi tensiune variabilă ; *t* — transformator de alimentare.

În ceea ce priveşte comanda tiristoarelor din invertor, în calculele economice comparative s-au luat în considerare schemele care utilizează procedeul stingerii independente a fiecărui tiristor.

Este posibilă utilizarea convertizoarelor statice fără o reglare a turaţiei pentru comanda în lanţ deschis a mai multor motoare asincrone în paralel, în care caz constanţa reglării ajunge la valori de circa 5%. Randamentul acţionării cu convertizor static este de 85—90%. Factorul de putere variază în jurul valorii 0,95% în întreaga gamă de reglaj.

**Acţionări cu motoare asincrone cu rotor cu inele în cascadă subsincronă cu tiristoare [4].**

Acţionarea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat prin cascada subsincronă cu tiristoare este bazată pe schema principală din figura 4. Convertizorul $n_1$, care prin variaţia unghiului său de deschidere variază alunecarea de mers în gol al motorului, deci şi turaţia în sarcină, asigură şi livrarea în reţeaua de 50 Hz a energiei de alunecare a rotorului.

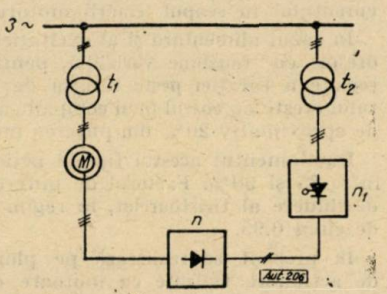



Fig. 4. Acţionare de motor asincron cu rotor bobinat prin cascadă subsincronă :

*M* — motor asincron cu inele ; *n* — redresor cu diode ; $n_1$ — ondulor cu tiristoare ; $t_1$ — transformator de alimentare ; $t_2$ — transformator de recuperare a energiei de alunecare.

Schema de forţă trebuie dimensionată nu la puterea absorbită de motor, ci la puterea de alunecare proporţională cu alunecarea maximă la care va lucra motorul, ceea ce reduce în mod corespunzător costul instalaţiei.

Puterile care pot fi acţionate în acest sistem au valori peste 5 kW, la domenii de reglare a turaţiei în principal 1/2, putînd fi extinse la 1 : 30.

Randamentul, la turaţia nominală, este de 80 — 85%. Factorul de putere scade cu creşterea domeniului de reglare a turaţiei şi cu creşterea alunecării, luînd valori între 0,6 şi 0,8. Aceasta face ca metoda cascadei subsincrone să fie avantajoasă în acţionările cu domenii mici de reglare a turaţiei (1 : 1,4 — 1 : 2), o extindere a gamei de reglare cerînd măsuri speciale de compensare a factorului de putere.

**Acţionări cu motoare asincrone cu rotorul bobinat, prin variaţia rezistenţei rotorice cu tiristoare [5]**

Acţionarea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat, prin variaţia rezistenţei rotorice este bazată pe variaţia rezistenţei rotorice prin scurtcircuitarea sa periodică de către un comutator cu tiristoare montat în paralel, circuitul rezistenţă — tiristor fiind conectat în circuitul tensiunii rotorice redresate.

Prin această metodă, domeniul de turaţie este de 1 : 20 ; pentru extinderea gamei de reglaj se poate alimenta statorul motorului cu o tensiune alternativă variabilă, prin introducerea unor tiristoare comandate în circuitul statoric. Această soluţie extinde gama de reglare a turaţiei pînă la aproximativ 1 : 60, însă scumpeşte instalaţia cu costul tiristoarelor şi al blocurilor de reglare corespunzătoare.

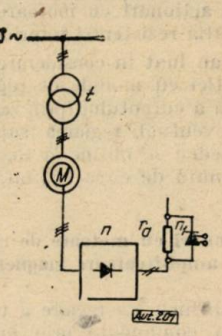



Fig. 5. Acţionare de motor asincron cu rotor bobinat prin variaţia rezistenţei cu tiristoare :

*M* — motor asincron cu inele ; *n* — redresor cu diode ; $n_1$ — tiristor de comutare ; $r_d$ — rezistenţă rotorică ; *t* — transformator de alimentare.

Procedeul de reglare prin variaţia rezistenţei rotorice fiind utilizat de preferinţă în acţionări reversibile, în circuitul statoric se introduce un comutator static cu tiristoare care poate servi şi pentru reglarea tensiunii pe stator.

Puterea motoarelor acţionate prin acest procedeu variază între 2 şi 200 kW. Randamentul, la cuplu constant, este direct proporţional cu turaţia, ceea ce exclude utilizarea acestei acţionări pentru instalaţiile ce funcţionează timp îndelungat la alunecări mari, fiind indicată la funcţionări de regim intermitent (mecanisme de tip macara).

Factorul de putere al schemei se apropie în general de factorul de putere al motorului asincron (0,8—0,9).

**Date tehnico-economice comparative**

Pentru a se vedea felul în care are loc consumul de energie electrică din reţea în schemele de acţionări cu tiristoare şi amplificatoare magnetice sînt prezentate diagramele din figura 6, şi anume evoluţia factorului de putere şi randamentului în funcţie de turaţia la moment constant. Aceste diagrame indică scăderea sensibilă a factorului de putere cu turaţia la schema cu cascadă rotorică şi scăderea cu turaţia a randamentului pentru schema de reglare prin variaţia rezistenţei rotorice.

Avînd în vedere importanţa aspectelor economice în aprecierea instalaţiilor de reglare, s-au prezentat diagramele din figurile 7, 8, 9 şi 10, care ilustrează evoluţia preţului de cost în funcţie de putere pentru tipurile prezentate de acţionări cu tiristoare şi cu amplificatoare magnetice. La stabilirea costului s-au luat în considerare preţurile de fabrică în vigoare în 1966 în România, iar pentru tiristoare, ofertele din 1966 ale firmelor străine. Costurile au fost date în valori relative, raportate la preţul unui echipament de curent continuu acţionat cu punte comandată cu tiristoare, de 50 kW şi în gama de turaţie 1 : 30.

Pentru a pune în evidenţă influenţa costului motorului asupra preţului global al instalaţiei s-au prezentat diagrame pentru costul echipamentului cu şi fără motorul de acţionare. Diagramele s-au construit pentru puteri pînă la 200 kW, gamă de puteri acoperită de toate cele cinci tipuri de acţionări analizate în prezentul articol.

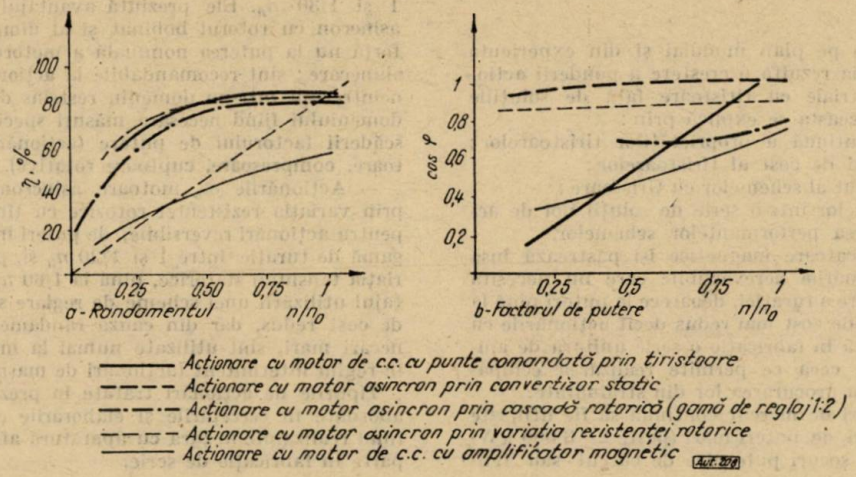



**Fig. 6. Variaţia factorului de putere şi a randamentului în funcţie de turaţie, la acţionările cu tiristoare şi amplificatoare magnetice.**

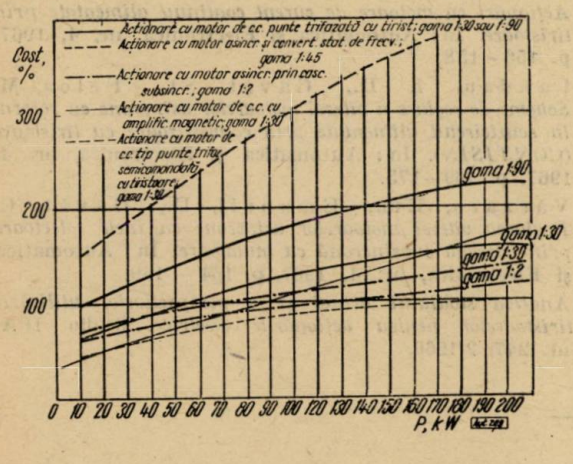



**Fig. 7. Acţionări nereversibile. Cost fără motor.**

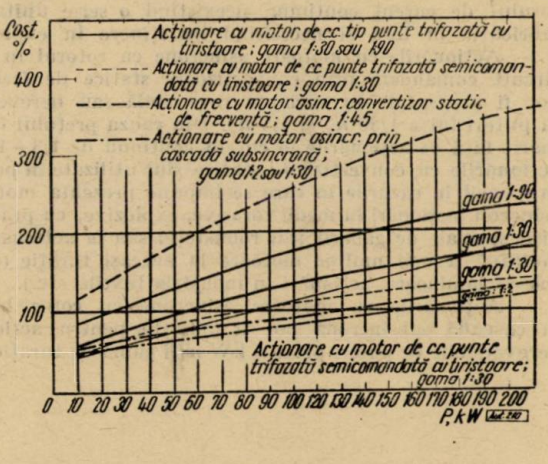



**Fig. 8. Acţionări nereversibile. Cost cu motor.**

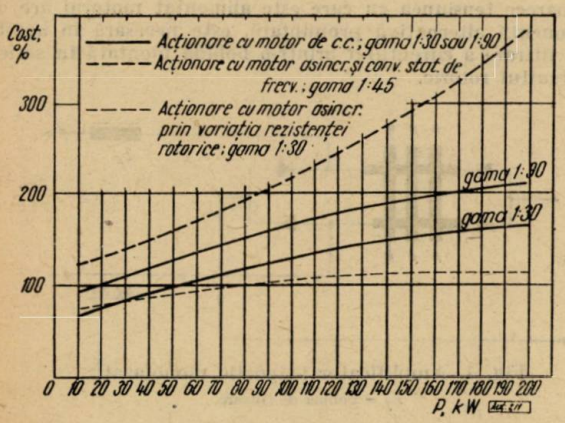



**Fig. 9. Acţionări reversibile. Cost fără motor.**

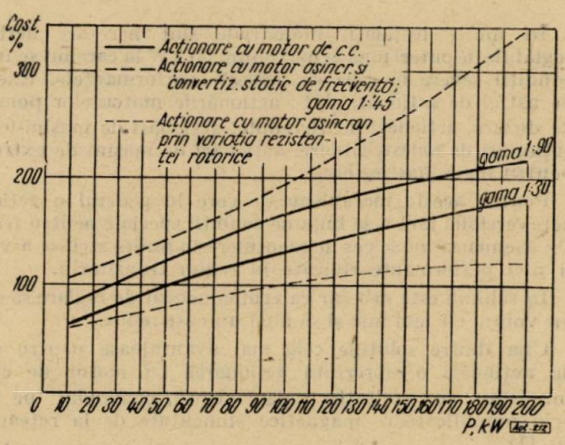



**Fig. 10. Acţionări reversibile. Cost cu motor.**

**Concluzii**

Din datele existente pe plan mondial şi din experienţa realizărilor din România rezultă o creştere a ponderii acţionărilor electrice industriale cu tiristoare faţă de soluţiile de acţionare clasice. Aceasta se explică prin :

— îmbunătăţirea continuă a proprietăţilor tiristoarelor ;
— reducerea preţului de cost al tiristoarelor ;
— randamentul ridicat al schemelor cu tiristoare ;
— aplicarea tiristoarelor într-o serie de soluţii noi de acţionare şi îmbunătăţirea performanţelor schemelor.

Schemele cu amplificatoare magnetice îşi păstrează însă utilitatea pentru acţionările nereversibile care nu necesită un timp rapid de stabilire a turaţiei, deoarece la puteri pînă la 40—50 kW au un preţ de cost mai redus decît acţionările cu tiristoare. În ţară există în fabricaţie o serie unitară de amplificatoare magnetice, ceea ce permite realizarea echipamentelor fără a necesita procurarea lor din străinătate.

Mutatoarele cu vapori de mercur continuă să fie utilizate în schemele de acţionări de puteri mari (peste 2—3 000 kW) şi în care pot să apară şocuri puternice de curent sau tensiune.

Pentru acţionările cu tiristoare prezentate mai sus rezultă o serie de recomandări de care trebuie să se ţină seamă la alegerea unei scheme pentru un caz concret de acţionare, şi anume.

— Acţionările cu motoare de curent continuu pot asigura, practic, orice acţionare reversibilă sau nereversibilă, de puteri de la 1 kW pînă la 10 000 kW şi gama de turaţie de la 1/30 $n_n$ la 3 $n_n$. Ele pun însă problema utilizării motorului de curent continuu, neexistînd o serie unitară de fabricaţie în ţară şi necesitînd întreţinere în exploatare.

— Acţionările cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit comandate prin convertizoare statice de frecvenţă pot fi prezentate în varianta reversibilă sau nereversibilă la puteri între 1/30 $n_n$ şi 1,5 $n_n$. Din cauza preţului de cost mărit faţă de acţionările în curent continuu de 1,3—1,8 ori, acţionările cu convertizoare statice sînt utilizate în prezent, în special în cazurile în care se impune prezenţa motorului asincron (acţionări în medii corosive, explozive, cu praf, condiţii speciale de gabarit sau robusteţe) sau la acţionarea simultană a mai multor motoare la aceeaşi turaţie (căi cu role la laminoare, acţionări în industria textilă etc.).

— Acţionările cu motoare asincrone cu rotor bobinat în cascadă subsincronă pot fi aplicate pentru acţionările nereversibile de puteri peste 5 kW la o gamă de turaţie între 1 şi 1/30 $n_n$. Ele prezintă avantajul utilizării motorului asincron cu rotorul bobinat şi al dimensionării schemei de forţă nu la puterea nominală a motorului, ci la puterea de alunecare ; sînt recomandabile la acţionări care funcţionează neîntrerupt într-un domeniu restrîns de turaţii, la creşterea domeniului fiind necesare măsuri speciale de compensare a scăderii factorului de putere (acţionări de pompe, ventilatoare, compresoare, cuptoare rotative).

— Acţionările cu motoare asincrone cu rotor bobinat, prin variaţia rezistenţei rotorice cu tiristoare, sînt indicate pentru acţionări reversibile, de puteri între 5 şi 200 kW, la o gamă de turaţie între 1 şi 1/20 $n_n$ şi, prin combinare cu variaţia tensiunii statorice, pînă la 1/60 $n_n$. Ele prezintă avantajul utilizării unei scheme de reglare simple şi al unui preţ de cost redus, dar din cauza randamentului scăzut la alunecări mari, sînt utilizate numai la mecanisme funcţionînd în regim intermitent (acţionări de maşini de ridicat).

Tipurile de acţionări tratate în prezentul articol au fost abordate în cercetările şi elaborările efectuate la IPA, ele fiind realizabile în ţară cu aparatură aflată în cea mai mare parte în fabricaţie de serie.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Mihordea, P. *Reglarea turaţiei şi vitezei periferice a tăierii la strunguri carusel acţionate prin motor de curent continuu cu alimentarea indusului prin amplificator magnetic.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 152—155.

[2] Anastasiu, S., Ionescu, T., Wilheim, G. *Acţionări cu motoare de curent continuu alimentate prin tiristoare.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 156—158.

[3] Landau, I. D., Gavăt, Şt., Felea, M. *Scheme de reglare a vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit alimentate prin convertizoare cu tiristoare (CONTISIN).* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 169—173.

[4] Vărzaru, Em., Emanoil, D., Gavăt, C. *Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu inele colectoare prin cascadă subsincronă cu mutatoare.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 164 — 169.

[5] *Analiza stadiului actual şi a perspectivelor utilizării tiristoarelor pentru acţionările electrice.* Studiu IPA, nr. 247. 2/1966.

Ing. EM. VĂRZARU şi ing. DOINA EMANOIL

# Acţionări reglabile cu amplificatoare magnetice pentru motoare de mică putere

În multe instalaţii industriale sînt necesare acţionări reglabile de puteri pînă la maximum 50 kW la care nu se impun condiţii severe în ceea ce priveşte performanţele. Exemple de astfel de acţionări sînt : acţionările motoarelor pompelor de dozare, acţionări de vîrtelniţe, acţionări de maşini-unelte, acţionări de amestecătoare, acţionări de maşini de extrudere pentru mase plastice etc.

Pentru aceste mecanisme se cere în general o acţionare nereversibilă fără a se impune condiţii speciale pentru frînare. De asemenea nu se cer o menţinere în limite strînse a vitezei şi nici performanţe ridicate în regim tranzitoriu.

În schimb este necesar ca echipamentul de reglare să ocupe un volum cît mai mic şi să aibă un cost redus.

Una dintre soluţiile cele mai avantajoase pentru astfel de acţionări o reprezintă acţionarea cu motor de curent continuu, cu excitaţie independentă, comandat pe indus prin amplificatoare magnetice alimentate de la reţeaua de 50 Hz.

Pentru motoare de puteri pînă la circa 1,5 kW se utilizează amplificatoare magnetice monofazate (fig. 1).

Deoarece tensiunea cu care este alimentat motorul are o componentă alternativă pronunţată, este necesară în acest caz o filtrare a curentului printr-o bobină montată în serie cu circuitul rotoric.

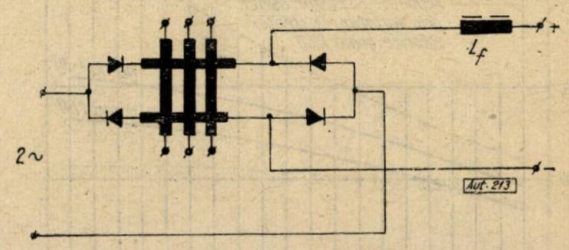



Fig. 1. Amplificator magnetic monofazat :
$L_f$ — bobină de filtrare.

La puteri mai mari se utilizează amplificatoare magnetice în montaj trifazat. În montaj trifazat, tensiunea alternativă

suprapusă avînd o frecvenţă de 300 Hz (faţă de 100 Hz la amplificatorul monofazat), bobina de filtrare are dimensiuni mai mici sau poate chiar să lipsească.

În cazul unei reglări a vitezei în circuit închis, schema cuprinde elementele indicate în figura 2.

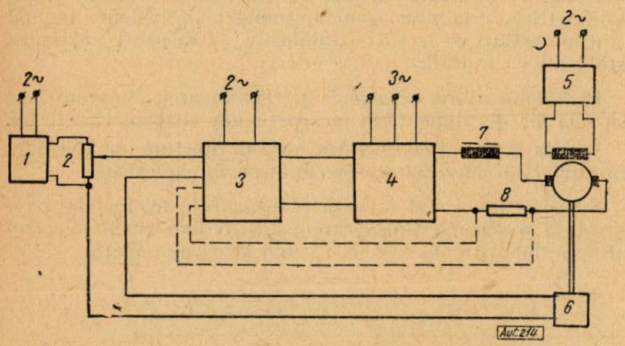



Fig. 2. Schemă de reglare a vitezei în circuit închis :
*1* — sursă stabilizată pentru valoare impusă ; *2* — potenţiometru pentru valoare impusă ; *3* — preamplificator (regulator) ; *4* — amplificator magnetic ; *5* — sursă stabilizată pentru excitaţie ; *6* — traductor de viteză ; *7* — bobină de filtrare ; *8* — rezistenţă.

În cazurile cele mai simple amplificatorul magnetic *4*, care alimentează motorul, este comandat direct de diferenţa dintre valoarea impusă şi valoarea măsurată a vitezei. Se preferă comparaţia galvanică a celor două mărimi pe o înfăşurare de comandă a amplificatorului magnetic, deoarece se poate obţine în mod simplu o variere a amplificării printr-o rezistenţă reglabilă introdusă în circuitul de comparaţie, iar înfăşurarea de comandă a amplificatorului magnetic se dimensionează numai la curentul mic care rezultă în circuitul de comparaţie. Dacă amplificarea care rezultă în acest fel nu este suficientă, în schemă se introduce un preamplificator magnetic sau un amplificator electronic *3*. Preamplificatorul magnetic este monofazat şi, în unele cazuri, alimentat la o frecvenţă de 150 Hz obţinută de la un triplor magnetic de frecvenţă. Preamplificatorul *3* poate avea şi funcţiunea de regulator.

Pentru a nu introduce o mărime de perturbaţie suplimentară, înfăşurarea de excitaţie a motorului este alimentată de la o sursă stabilizată. În acest scop se utilizează stabilizatoare magnetice care, de preferinţă, ar trebui să stabilizeze curentul pentru a nu introduce variaţii de la starea rece la starea caldă a maşinii.

Cînd nu se cere o precizie prea mare se adoptă o schemă de reglare de tip proporţional. În acest caz, schema se poate combina cu circuite de eliminare a efectelor mărimilor de perturbaţie.

Sînt două mărimi de perturbaţie care intervin : sarcina motorului şi tensiunea reţelei de alimentare.

Pentru eliminarea efectului sarcinii, care este proporţională cu curentul motorului, amplificatorul sau preamplificatorul magnetic poate fi comandat în afară de diferenţa dintre valoarea impusă şi valoarea măsurată şi de o tensiune proporţională cu curentul motorului (circuitul punctat din figura 2). Variaţiile tensiunii reţelei de alimentare intervin în schemă prin influenţa lor asupra caracteristicilor amplificatoarelor magnetice. Pentru înlăturarea parţială a acestui efect, înfăşurarea de polarizare a amplificatoarelor magnetice este alimentată de la o tensiune proporţională cu tensiunea reţelei.

Valoarea impusă pentru viteză se introduce în schemă prin intermediul unui potenţiometru alimentat de la o sursă de tensiune stabilizată, care poate fi realizată sub forma unui stabilizator magnetic, sau cînd se cere o precizie mai mare sub forma unui stabilizator electronic cu diode Zener. Deoarece, în general, în schemă nu se prevede o limitare de curent, iar la amplificatoarele magnetice se utilizează diode de putere cu siliciu a căror capacitate de suprasarcină este redusă la un salt brusc pozitiv de valoare impusă, rezultat din manevrarea rapidă a potenţiometrului de valoare impusă, curentul motorului ar creşte foarte mult. Pentru a evita acest lucru se utilizează circuitul din figura 3. În acest circuit valoarea impusă se ia de la bornele condensatorului *C*, a cărui tensiune la o manevrare bruscă a potenţiometrului creşte cu o constantă de timp proporţională cu valoarea condensatorului *C*. Dacă această constantă de timp este aleasă în mod corespunzător, salturile de curent pot fi evitate. Cînd viteza intervine în schemă indirect, mărimea reglată fiind, de exemplu, debitul, valoarea impusă este introdusă prin intermediul unei tensiuni proporţionale cu

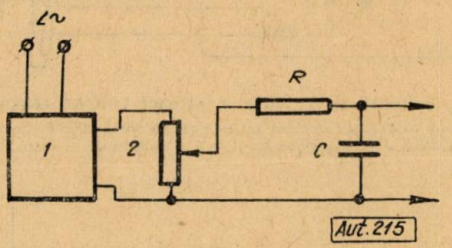



Fig. 3. Circuit pentru eliminarea salturilor bruşte de valoare impusă :
*1* — sursă stabilizată pentru valoare impusă ; *2* — potenţiometru.

mărimea reglată, tensiune obţinută de la un traductor. Valoarea măsurată a vitezei poate fi obţinută de la un tahogenerator cuplat cu axul motorului. Pentru aceste tipuri de acţionări se preferă tahogeneratoarele de curent alternativ polifazate în locul tahogeneratoarelor de curent continuu, care sînt cu colector. Tensiunea alternativă este redresată prin diode cu germaniu sau cu siliciu, care au un prag de tensiune foarte mic. Pentru simplitate, redresorul este montat chiar în cutia de borne a tahogeneratorului, astfel încît conexiunile exterioare sînt realizate numai prin două fire.

Tahogeneratorul avînd un preţ ridicat şi necesitînd precauţii speciale la cuplarea cu axul motorului, viteza poate fi măsurată cu o precizie mai scăzută şi prin intermediul tensiunii contraelectromotoare *E* a motorului, care este practic proporţională cu viteza dacă se presupune că excitaţia este constantă.

În cele ce urmează se vor prezenta două exemple de acţionări de tipul descris în articolul de faţă, executate pe baza unor proiecte realizate la IPA.

**Acţionarea rolelor trăgătorului unei maşini de extrudere pentru mase plastice**

După ce iese din capul de extrudere al maşinii, materialul extrudat este răcit şi apoi tras de un trăgător cu role. Viteza de tragere este necesar să poată fi variată în funcţie de condiţiile tehnologice, însă o dată stabilită ea trebuie să rămînă practic constantă pentru a nu produce deformări ale materialului extrudat. La o viteză dată, sarcina motorului este practic constantă.

Pentru o maşină avînd diametrul maxim al materialului extrudat de 45 s-au impus următoarele condiţii :

— gama de variere a vitezei rolelor : 1 : 5 ;

— viteza rolelor nu trebuie să varieze mai mult de $\pm 3\%$, cînd tensiunea reţelei variază în limitele $\pm$ 10 % ;

— motorul are o putere de 0,95 kW.

Ţinînd seamă de aceste condiţii s-a ales schema indicată în figura 4, care este o schemă tipică pentru astfel de acţionări. Deoarece sarcina motorului la o viteză dată este constantă ca mărime, pentru măsurarea vitezei s-a luat tensiunea aplicată motorului. Potenţiometrul de valoare impusă şi excitaţia motorului sînt alimentate de la aceeaşi sursă stabilizată (stabilizator ferorezonant). Înfăşurarea de polarizare a amplificatorului magnetic este alimentată direct de la reţea.

Deoarece în schemă intervine practic o singură constantă de timp, cea a amplificatorului magnetic, nu s-au luat măsuri speciale pentru stabilitate.

În condiţiile impuse mai sus, instalaţia asigură o constanţă a vitezei în limitele ± 1,5%.

Amplificatorul magnetic utilizat este din seria fabricată de I. I. S. „Electrotehnica".

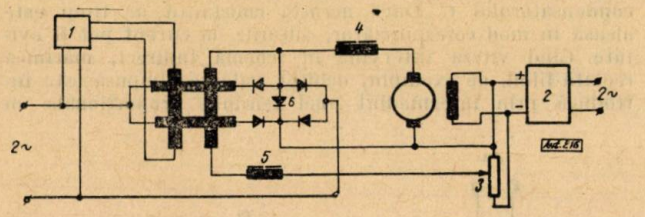



Fig. 4. Schemă de reglare a vitezei rolelor trăgătorului : *1* — redresor pentru alimentarea înfăşurării de comandă; *2* — sursă de tensiune stabilizată; *3* — potenţiometru; *4, 5* — bobine de filtrare; *6* — diodă.

Fig. 5. Schema instalaţiei de acţionare a excitatorului mecanic de la dispozitivul de încercări seismice :

*AM* — amplificator magnetic în montaj trifazat; *M* — motor de c.c.; *T* — transformator de alimentare; $r_1$, $r_2$, $r_3$ — rezistenţele punţii tahimetrice; $r_f$ — rezistenţa de frînare; $f_1$, $f_2$, $f_3$ — transformatoare de curent; $K_1$, $K_2$, $K_3$ — bobine de filtrare; $r_4$, $r_5$, $r_6$, $r_7$ — rezistenţe de ajustare; $R_1$, $R_2$ — punţi de redresare; *S* — sursă stabilizată de curent; *SN* — sursă nestabilizată; *SS* — sursă stabilizată transistorizată; *A* — amplificator basculant; *Reg. I* — regulator de curent; *Reg. n* — regulator de turaţie.

Instalaţia a fost încercată pe prototipul maşinii de extrudere la „Fabrica de mase plastice" din Bucureşti. În cursul anului 1965, la uzina „23 August" din Bucureşti a început fabricarea de serie a acestor maşini.

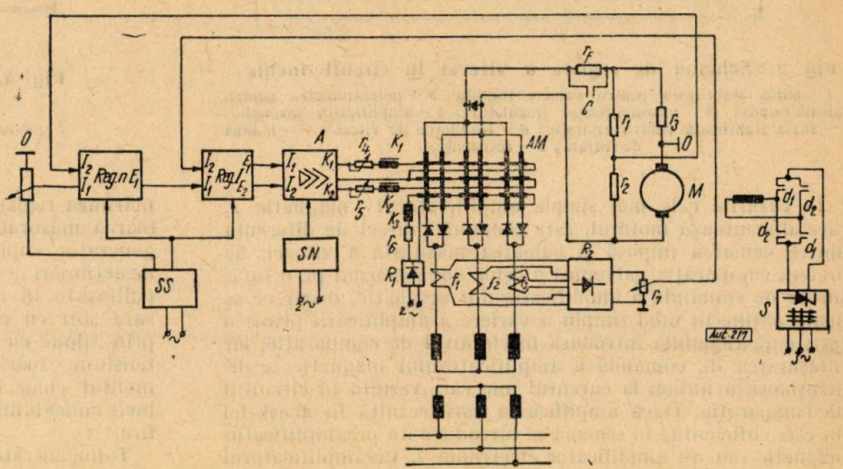
**Acţionarea excitatorului mecanic al dispozitivului pentru încercări seismice ale edificiilor tip**

Excitatorul este acţionat cu un motor de 6,2 kW a cărui viteză trebuie variată într-o gamă de 1 : 30 şi menţinută la valori constante în această gamă cu o precizie de 1% din turaţia maximă. Instalaţia permite determinarea frecvenţei de rezonanţă a edificiului şi menţinerea edificiului la această frecvenţă pentru înregistrările seismice. Deoarece sarcina motorului variază în funcţie de forţa cu care excitatorul acţionează edificiul, s-a ales schema indicată în figura 5, în care se reglează în cascadă viteza şi curentul motorului. Măsurarea vitezei se realizează printr-o punte tahimetrică. Excitaţia şi potenţiometrul de valoare impusă sînt alimentaţi de la surse stabilizate, sursa pentru excitaţie stabilizînd curentul.

Preamplificatorul electronic şi regulatoarele, împreună cu sursele lor de alimentare, fac parte din sistemul UNIDIN.

Instalaţia de acţionare a fost pusă în funcţiune la INCERC în anul 1966 cu rezultate foarte bune în exploatare.

Soluţia care a stat la baza realizării acestei instalaţii reprezintă o schemă tipică care poate fi folosită şi în cazul altor instalaţii unde se cere o gamă largă de reglare.




**BIBLIOGRAFIE**

[1] Fritzsche, W. *Anwendungen magnetischer Verstärker für Kleinantriebe.* În: AEG Mitt., nr. 10—11, 1959, p. 524—530.

[2] Şofan, E. ş. a. *Automatizarea şi acţionarea electrică a liniei de extrudere Ø 45.* Proiect IPA, nr. 339.14/1962.

[3] Şofan, E. ş. a. *Acţionarea cu reglare electronică cu dispozitivul pentru determinarea frecvenţei de rezonanţă a modelelor de edificii.* Proiect IPA, nr. 246.3/1963.

Ing. G. WEINRICH

# O metodă practică de acordare a regulatoarelor UNIDIN

Pentru punerea în funcţiune a regulatoarelor UNIDIN [1] s-a elaborat o metodică [2] care permite acordarea conform criteriilor de optimizare ale lui Kessler [3], fără a cunoaşte în general valorile factorilor de amplificare şi ale constantelor de timp ale elementelor sistemului reglat, din exteriorul regulatorului.

Astfel dacă se doreşte acordarea regulatorului după criteriul modulului în cazul unui proces cu comportare integrală sau simplu inerţială, cu constantă de timp mare în raport cu $2T_\Sigma$ ($T_\Sigma$ fiind suma timpilor mici), regulatorul *P* corespunzător [3] se acordează în modul următor. Se începe cu o valoare foarte redusă a factorului de amplificare al regulatorului $V_R = R_1/R_0$ şi se vizualizează, pe ecranul unui osciloscop cu remanenţă sau pe banda de înregistrare a unui oscilograf rapid, răspunsul la semnale treaptă (se vizualizează tensiunea de ieşire a traductorului, de preferinţă după filtru). Iniţial răspunsul este lent şi puternic amortizat (fig. 1). Pe măsură ce creşte factorul de amplificare, caracteristica de amplitudine-pulsaţie se ridică şi tinde spre cea optimală după criteriul modulului, viteza de răspuns creşte şi apare o supra-

reglare. Creşterea factorului de amplificare se opreşte în momentul în care suprareglarea a atins circa 5% şi se constată tendinţa apariţiei unor oscilaţii.

Dacă circuitul exterior regulatorului este simplu inerţial, dar cu o constantă de timp $T_1$ care nu este mare în raport cu $2T_\Sigma$, regulatorul corespunzător este de tipul *PI* [3]. Acordarea se face pornind cu regulatorul în regim *P*. Componenta proporţională se acordează la fel ca în cazul precedent, pînă în momentul în care se constată o tendinţă de apariţie a unei oscilaţii. Dacă $T_1/2T_\Sigma<10$, $V_R$ rezultat prin acest procedeu trebuie redus prin înmulţire cu coeficientul de corecţie *c* din figura 2, rezultînd un răspuns mai amortizat (această curbă a fost calculată în ipoteza simplificatoare că tendinţa de apariţie a unei oscilaţii, constatată pe ecranul osciloscopului, corespunde unei margini de fază identice cu cea caracteristică criteriului modulului şi că pulsaţia de tăiere în final trebuie să fie $1/2T_\Sigma$). Se introduce apoi componenta integrală cu o constantă de timp de integrare cît mai mare, deci $C_1$ cît mai mare (fig. 3). Micşorînd $C_1$, caracteristica se apropie de cea corespunzătoare criteriului modulului. Dacă se reduce şi mai mult $C_1$, suprareglarea creşte.

Dacă circuitul exterior regulatorului este simplu integral sau inerţial şi se doreşte acordarea sa după criteriul simetric [3], se procedează întîi exact ca la criteriul modulului, după

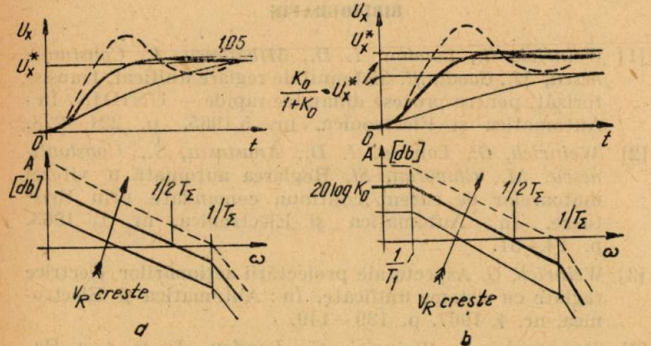



Fig. 1. Efectul creşterii componentei proporţionale a regulatorului, criteriul modulului :
*a*) obiect integral ; *b*) obiect inerţial $T_1 \gg 2T_\Sigma$ ; *c*) regulatorul *P*.

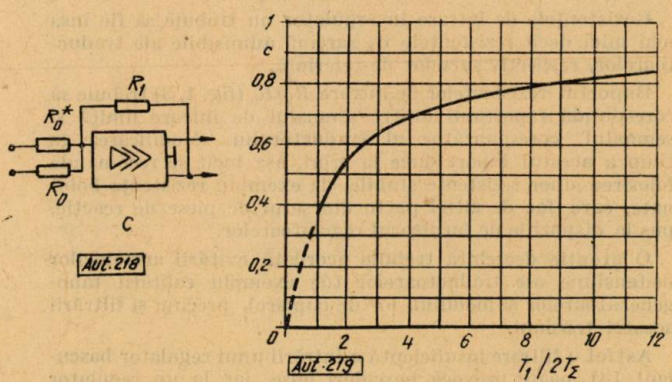



Fig. 2. Coeficientul de corecţie al factorului de amplificare $V_R$.

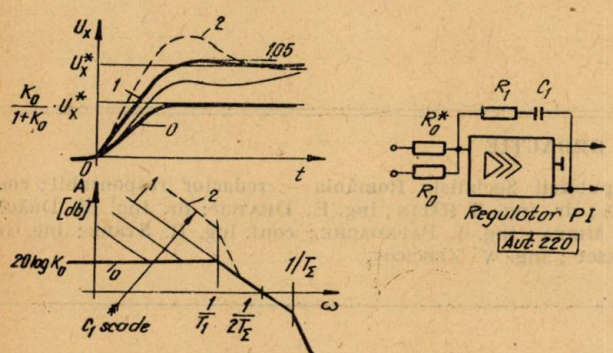






Fig. 3. Efectul variaţiei componentei integrale a regulatorului (scăderea capacităţii $C_1$), criteriul modulului, obiect inerţial.

regulator *PI* (eventual *P*), conform procedeului descris mai sus.

În cazul în care se doreşte evitarea suprareglării la comenzi treaptă la aplicarea criteriului simetric, se foloseşte un regulator *I* (respectiv *PI*), cu circuit *PD* pe calea semnalului de reacţie [3]. Acordarea se face în prealabil după metodica de mai sus, cu regulator clasic *PI* (respectiv *PID*), după care se transpun valorile determinate pe schema regulatorului *PD*—*I* (respectiv *PD*—*PI*).

Desigur că în practică se ţine seamă şi de condiţii suplimentare : variaţia factorului de amplificare, a constantelor de timp, limitele de forţare etc. [3].

La sistemele de reglare în cascadă, regulatoarele se acordează succesiv, în felul indicat în [3]. De menţionat că acordarea regulatorului curentului indusului se face cu motorul oprit, cu excitaţia întreruptă.

Acordarea regulatoarelor se face pentru semnale treaptă mici, deci în regim liniar, fără intervenţia limitărilor introduse

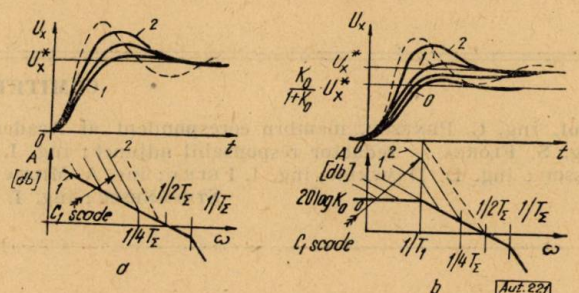



Fig. 4. Efectul variaţiei componentei integrale a regulatorului (scăderea capacităţii $C_1$), criteriul simetric :
*a*) obiect integral ; *b*) obiect inerţial.

care se introduce o capacitate $C_1$ ce se reduce treptat. Suprareglarea creşte (fig. 4) şi, în momentul în care se constată tendinţa apariţiei unei oscilaţii, se încetează reducerea constantei de timp de integrare (curbele 2).

Criteriu de verificare : timpul de primă stabilire circa 3,8—4,7 $T_\Sigma$ la criteriul modulului, respectiv 3,1 $T_\Sigma$ (pînă la 3,8—4,7 $T_\Sigma$ la un obiect inerţial) la criteriul simetric. În plus, la criteriul simetric $\tau_1 = R_1C_1 = 4T_\Sigma$ ; $T_\Sigma$ într-o buclă de reglare poate fi apreciat cu o exactitate suficientă, întrucît timpii morţi şi constantele de timp de filtrare sînt cunoscuţi.

Dacă circuitul exterior regulatorului conţine şi o a doua constantă de timp, regulatorul trebuie să fie *PID* (eventual *PD*). Cel mai simplu procedeu este determinarea experimentală a uneia dintre constantele de timp, de preferinţă cea mai mică, şi compensarea ei prin funcţia de transfer a regulatorului. În felul acesta, problema s-a redus la acordarea unui

prin buclele de reglare subordonate sau plafonul de excitaţie. Astfel la acordarea regulatorului de turaţie nu se va atinge curentul limită. Regulatorul de curent se acordează pentru curentul limită, cu precauţiile necesare.

În cazul sistemului UNIDIN, pentru aplicarea semnalelor treaptă, precum şi pentru variaţia componentelor *P*, *I* şi *D*, se foloseşte un bloc de reacţie ajustabil, care se racordează în locul plăcii de reacţie a regulatorului, care urmează a fi optimizat. După determinarea valorilor optimale, blocul de

reacţie ajustabil este înlocuit prin placa de reacţie a regulatorului, echipată cu piesele corespunzătoare acestor valori.

Constantele de timp ale regulatoarelor sînt produse *RC*. Se recomandă să se lucreze cu valori reduse ale rezistenţelor, deşi aceasta duce la capacităţi mai mari, deoarece pe de o parte efectul derivei termice creşte cu valoarea rezistenţei de intrare în regulator [4] şi pe de altă parte funcţia de transfer a regulatorului se apropie astfel mai mult de cea ideală. Limitele rezistenţelor sînt indicate în [4].

Rezistenţele de intrare în regulator nu trebuie să fie însă mai mici decît rezistenţele de sarcină admisibile ale traductoarelor, respectiv surselor de referinţă.

Raportul rezistenţelor de intrare $R_0^*/R_0$ (fig. 1, 3) trebuie să corespundă raportului dintre semnalul de intrare limită şi semnalul corespunzător al traductorului. Modificarea în timp a acestui raport duce la erori, aşa încît se recomandă folosirea unor rezistenţe stabile, de exemplu rezistenţe bobinate, care fac de altfel parte din setul de piese de reacţie, pus la dispoziţie de furnizorul regulatoarelor.

O atenţie deosebită trebuie acordată evitării armonicilor de tensiune ale traductoarelor (de exemplu calităţii tahogeneratoarelor şi modului lor de cuplare), precum şi filtrării acestei tensiuni.

Astfel o filtrare insuficientă a intrării unui regulator basculant [4] poate provoca basculări false, iar la un regulator continuu, care comandă prin intermediul unui complex de comandă pe grilă un redresor cu tiristoare, efectul este modularea fazei impulsurilor de aprindere, deci încărcarea inegală a tiristoarelor. Bătăi ale tahogeneratorului se reflectă prin impulsuri în ansamblul schemei de reglare.

Metoda descrisă a fost aplicată pînă în prezent la acordarea tuturor regulatoarelor UNIDIN, obţinîndu-se o punere în funcţiune relativ rapidă a acestor echipamente, cu rezultate corespunzătoare celor teoretice.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] *Weinrich, G., Landau, I. D., Mihăilescu, I., Constantinescu, M., Gavăt, Şt.* Sistemul de reglare unificat, transistorizat, pentru procese dinamice rapide — UNIDIN. În : Automatica şi Electronica, nr. 5,1965, p. 221—228.

[2] *Weinrich, G., Landau, I. D., Anastasiu, S., Constantinescu. M., Chivăran, St.* Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu comandate prin tiristoare. În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1963, p. 24—31.

[3] *Weinrich, G.* Aspecte ale proiectării acţionărilor electrice reglate cu sisteme unificate. În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1967, p. 139—149.

[4] *Papadache, I., Weinrich, G., Landau, I. D.* ş. a. Regulatoare electronice. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.

**COMITETUL DE REDACŢIE**

Prof. ing. C. Penescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf ing. S. Florea — redactor responsabil adjunct; ing. I. Bătrîna; dr. ing. S. Călin; ing. E. Deatcu; dr. ing. M. Drăgănescu; ing. D. Damsker; ing. I. Felea; ing. A. Milea; ing. N. Mirea; ing. I. Papadache; conf. ing. R. Stere; ing Gh. Ştefănescu; ing. I. Teodorescu; ing. V. Zercicov.

Revista "AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon : redactor şef : 14.63.86; secretar general de redacţie 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon : 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti, Tarif pentru instituţii şi întreprinderi : lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. c. 5477.

*Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.*

40545

# Calculatoarele Honeywell seria 200

Numele Honeywell a devenit cunoscut pentru prima oară în 1885, cînd un inventator american a descoperit o metodă automată pentru a regla un cuptor cu combustibil cărbune. De la acest prim pas în automatică, Honeywell s-a dezvoltat pînă a devenit cea mai mare întreprindere din lume pentru fabricarea echipamentului de automatizare, măsurare şi control, inclusiv calculatoarele. Actualmente, Honeywell include agenţii de vînzare şi reprezentanţi în 52 de ţări, fabrici în S. U. A., Anglia, Franţa, Germania, Olanda, Japonia, Mexic şi Brazilia, peste 50 000 salariaţi şi 14 000 produse diferite.

Cea mai mare fabrică Honeywell în afara S. U. A. este fabrica Newhouse de lîngă Glascow-Scoţia, unde se realizează toată producţia de calculatoare pentru Europa.

Primul calculator Honeywell a fost Datamatic 1000, unul dintre primele calculatoare reuşite cu memorie magnetică şi care s-a livrat pentru prima oară în 1955. Au urmat sistemele cu comutaţie statică H800, H400 şi H1400, între 1958 şi 1963. A treia generaţie formînd seria 200 şi care a cuprins şase modele a fost produsă din 1964, începînd cu modelul 200. Modelul H-120, cel mai mic din această familie, a urmat în 1965 şi apoi în 1966, N-1200 şi H2200. Primul H-4200 va fi livrat în acest an, iar primul 8200, în 1968. Actualmente, în întreaga lume sînt în funcţiune aproximativ 2 000 de instalaţii din seria 200.

Caracteristicile principale ale sistemului din seriile 200 sînt : modularitatea, permiţînd o amplificare uşoară a sistemelor ; compatibilitatea programelor pentru toate seriile şi compatibilitatea elementelor periferice pentru toate cazurile.

În tabela alăturată sînt comparate caracteristicile primilor cinci membri ai familiei echipamentului central :

| Model | Capacitatea memoriei | Ciclul pe caracteristică | Operaţii simultane | Media instrucţiunilor pe secundă | Numărul de legături, intrare—ieşire |
|---|---|---|---|---|---|
| H120 | 2— 32 K | 3 ns | 2—3 | 15 000 | 3—8 |
| H200 | 4— 65 K | 2 ns | 3—4 | 25 000 | 8—16 |
| H1200 | 16—131 K | 1,5 ns | 4 | 35 000 | 16 |
| H2200 | 16—262 K | 1 ns | 4—8 | 50 000 | 16—32 |
| H4200 | 32—512 K | 0,188 ns | 4—16 | 250 000 | 32—64 |

Costul configuraţiilor tipice variază de la aproximativ 45 000 £ pentru modelul H120 mic cu trei unităţi magnetice pînă la peste 500 000 £ pentru un H4200.

Se cuprind următoarele secţiuni logice în unitatea centrală : memorie principală ; memorie de control cu mare viteză ; control I/O ; unitate aritmetică şi unitate de alimentare şi control.

Ciclurile memoriei principale sînt distribuite automat între unitatea centrală şi canalele citire/scriere pentru a stabili posibilităţi de transfer de informaţii între memorie şi echipamentele periferice. Datorită acţiunii memoriei de control cu timp de acces de 125 nanosecunde (H4200), numai un ciclu al memoriei principale este ocupat în transferul unui caracter în şi afară din memoria principală. Informaţiile întrebuinţează caractere cu şase-bit în înregistrări cu orice lungime dorită. Modelele 4200 şi 8200 pot, de asemenea, funcţiona întrebuinţînd cuvinte de 24 bit. Orice locaţie de caractere este adresabilă cu o adresă directă, indirectă sau cu index. Instrucţiunile cuprind operaţii cod, adresă A, adresă B şi variante. Instrucţiunile sînt de lungime variabilă.

Toate echipamentele centrale au intrări/ieşiri şi calcule simultane, precum şi întrerupere automată. Dispozitiv cu punct mobil este disponibil cu H1200 şi pentru modele mai mari.

Orice unitate periferică din seria 200 poate fi conectată la oricare echipament central din seriile 200, prevăzut cu o unitate de control adecvată. Dispozitivele de intrare-ieşire cuprind cartele perforate, benzi perforate, memorii magnetice, tambure, discuri fixe şi interşanjabile, documente M. I. C. R., documente O.C.R., documente codate, imprimatoare, maşini de scris, pupitre cu chei, cititori, butoane, terminale pentru transmiteri de informaţii, afişare vizuală şi mesaje auditive. Toate unităţile periferice importante sînt proiectate şi fabricate de Honeywell. Una dintre realizările cele mai importante din dispozitivele Honeywell este memoria magnetică lucrînd în vacuum. Inventată de Honeywell în 1958, această metodă elimină contactele cu pelicula de oxid, cu excepţia la capătul de citire/scriere, rezultînd o excepţională siguranţă în funcţionare şi o durată lungă. O deosebită atenţie a fost dată de Honeywell pentru a dezvolta şi a livra împreună cu echipamentul şi a metodelor de lucru. Limbajul simbolic general pentru programare este Easycoder. După cum rezultă din denumire este uşor de învăţat şi cu toate acestea cuprinzător în ce priveşte domeniul şi posibilitatea de instrucţii. Se pot întrebuinţa şi Cobol şi Fortran şi aplica chiar şi pe configuraţiile mici. Pentru a doua generaţie de sisteme s-au prevăzut traduceri. Unele dintre ele sînt complet automate. Un sistem de intabulare asigură o transformare uşoară pentru calculator.

Sistemele de operaţii sînt prevăzute pentru toate configuraţiile în cadrul următor :

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| de bază : | sisteme mici | model II | model II extins : | sisteme mari |
| model I : | sisteme medii | model 8 | : | sisteme foarte mari |

Aceste sisteme asigură o automatizare a lucrului la niveluri variabile prin combinarea programelor utilizatorului, rutinele, limbajul unităţii, programele monitor după puterea sistemului şi cerinţele programatorului. Ele preiau şi sarcina unor cerinţe de multiprogramare şi de transmiteri de informaţii. Este disponibilă o gamă de posibilităţi pentru aplicaţii ştiinţifice incluzînd rutine matematice, teoria simulării, programare liniară şi analiza de reţele.

Experienţa vastă a aproximativ 2 000 de clienţi ai lui Honeywell în numeroase şi diferite industrii este colectată şi analizată de către specialiştii în concepţii de la Honeywell pentru a da posibilitatea noilor utilizatori să beneficieze de această înmagazinare de experienţe. Programe bine documentate şi adaptabile sînt disponibile pentru diferite aplicaţii speciale industriale : controlul producţiei ; sisteme de inventar ; supravegherea comenzilor ; transportul ; alocaţii pentru transport de personal ; imprimarea de ziare ; finanţe şi bănci ; asigurări viajere ; utilităţi publice (gaz, electricitate etc.) ; personal.

Aplicarea acestor informaţii duce la economii importante în sistemele de la clienţi şi lucrările de programare.

Honeywell este în prima linie a dezvoltării aplicării de noi calculatoare, în special în timp real.

Sisteme de comunicaţie cu terminale multiple, operaţii bancare on-line, sisteme cu ieşiri audio şi video sînt numai cîteva exemple de asemenea sisteme instalate de Honeywell. Scopul lui Honeywell fabricînd familia de calculatoare din seriile 200 a fost să creeze un mijloc puternic şi flexibil pentru a soluţiona problemele moderne de prelucrare a datelor.

Cu aceste cerinţe în vedere, vom rezuma cele mai importante avantaje în întrebuinţare ale seriilor 200 :

concepţie modulară atît în ceea ce priveşte realizarea fizică, cît şi a întrebuinţării ; compatibilitatea în întregul domeniu de la configuraţii mici la cele mari, atît în ceea ce priveşte realizarea fizică, cît şi a concepţiei ; performanţe excepţionale faţă de preţul de cost ; toate elementele componente sînt concepute şi fabricate de Honeywell pentru a se obţine performanţe optime, aspect estetic şi se asigură un serviciu pentru clienţi ; posibilitate de extindere în adăugiri succesive mici pentru a se obţine dezvoltarea sistemelor ; sistem de programare simplu, combinat cu un sistem de operaţii adecvat configuraţiei ; prelucrarea informaţiilor prin caractere în sistemele mici şi medii şi prin caractere sau cuvinte în sistemele mari ; programarea independentă în Cobol sau Fortran, chiar în configuraţii mici ; traduceri eficiente disponibile pentru programe ale generaţiei a doua de calculatoare ; o bază experimentală vastă, obţinută la miile de instalaţii Honeywell în exploatare.

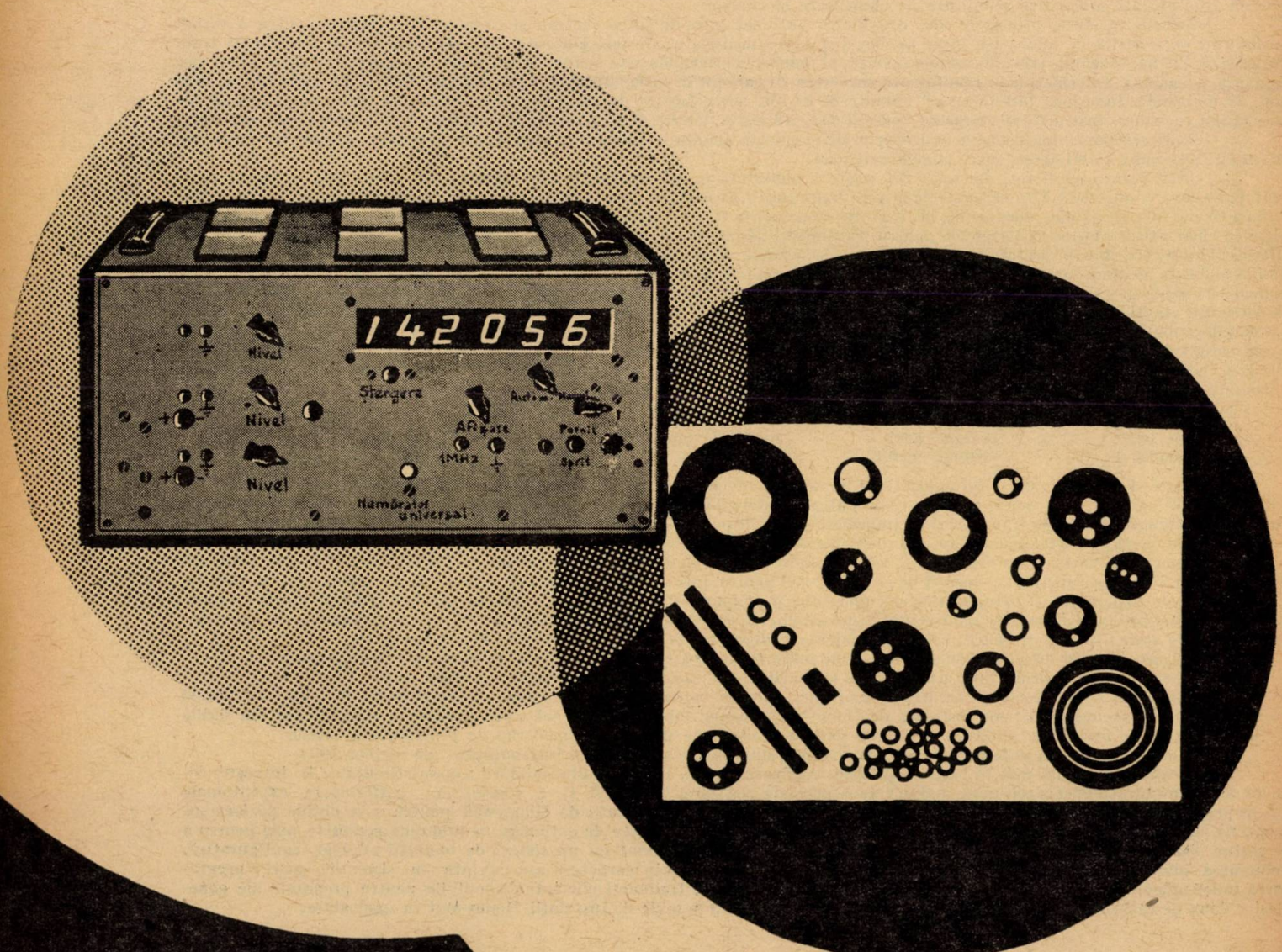
# ICE INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

## BULEVARDUL KALININ NR. 18, BUCUREŞTI

Institutul de Cercetări Electronice din Bucureşti, B-dul Kalinin 18, telefon 12.03.55, primeşte comenzi de cercetare de aparate, instalaţii şi materiale electronice cu utilizări în laboratoare şi în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, metode şi prototipuri pentru următoarele instalaţii electronice :

- aparate electronice universale şi speciale pentru măsurarea mărimilor electrice şi neelectrice ;
- instalaţii electronice pentru tratamente termice şi defectoscopie :
- aparate şi instalaţii electronice medicale pentru diagnostic, tratamente şi proteze ;
- materiale magnetice şi dielectrice, şi piese din ferite pentru radiocomunicaţii şi automatică.



**Materiale de orice duritate se prelucrează ușor prin scîntei electrice la mașinile de construcție sovietică A-207.23, A-207.13, A-207.31, A-207.20.**

**Precizia la executarea orificiilor 2 μ.**
**Asperitatea suprafeței prelucrate 0,4 — 10 μ.**
**Inaltă productivitate.**
**Tip universal.**
**Mașinile de mai sus sînt, prin calitățile lor, de neînlocuit în industria producătoare de aparate de înaltă frecvență și semiconducătoare.**

*Pentru toate detaliile rugăm să vă adresați:*

**U. R. S. S., MOSCOVA, V-330**
**Mosfilmovskaia 35**
V/O „TECHMASHEXPORT"
**Telex : 244**

**TECHMASHEXPORT**

RFT

electronic

reunește progresul și calitatea

Exportator:

HEIM ELECTRIC

Deutsche Export-und Importgesellschaft mbH
102 Berlin. Liebknechtstrasse 14
Republica Democrată Germană

*Vă rugăm să ne vizitați la Tîrgul de la Leipzig.*

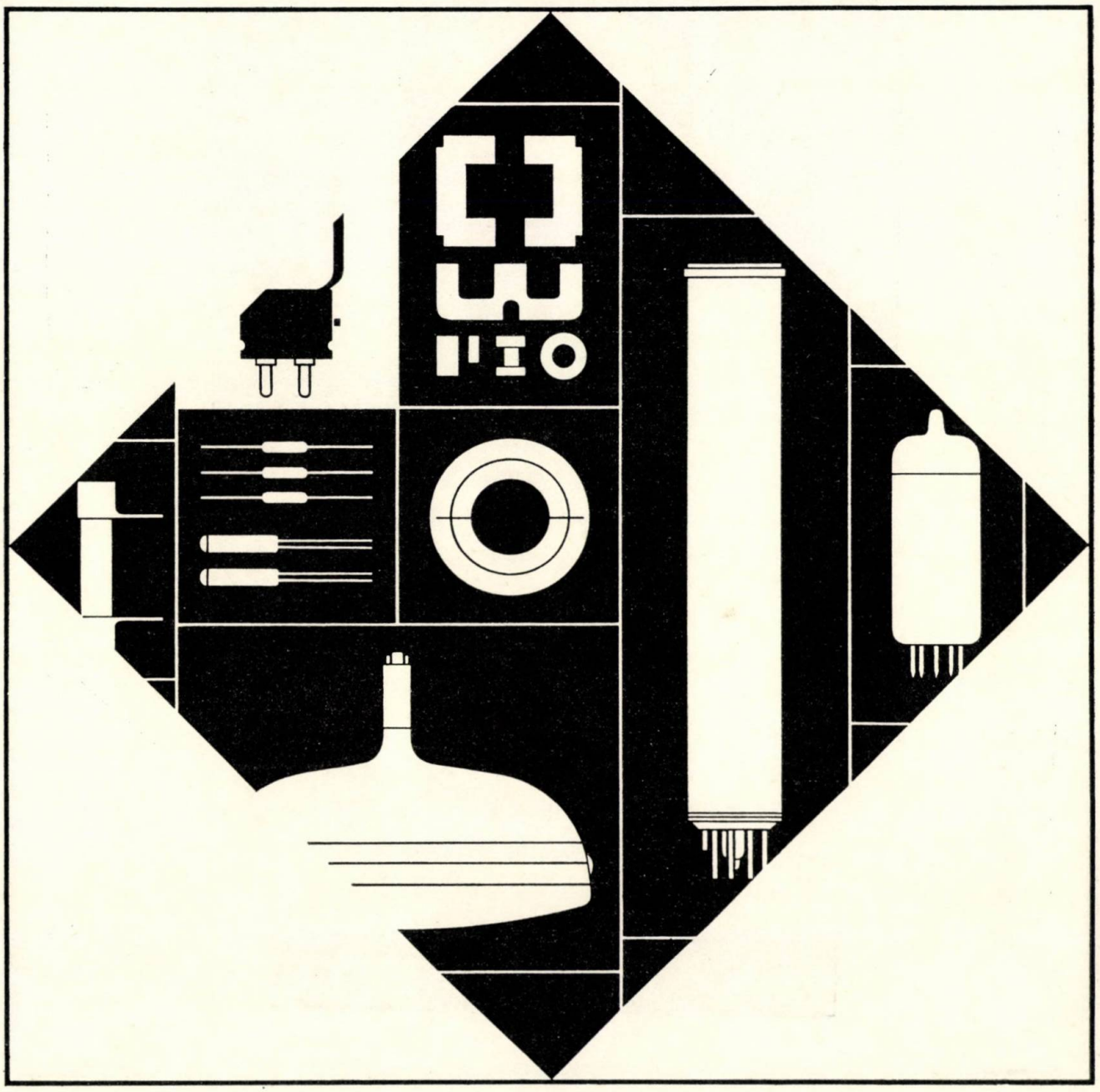
**PRECIZIA INALTĂ CERE O MARE INCREDERE**

Crește continuu numărul de aparate electronice.
Această aparatură este introdusă cu rezultate bune în toate ramurile industriale.
Electronic înseamnă precizie și impune pentru fiecare element component o mare siguranță și o durată de funcționare lungă. O alegere deosebit de îngrijită a materialelor, metode moderne de prelucrare și o verificare amănunțită asigură o înaltă calitate și o durată îndelungată a tuturor elementelor componente R. F. T.

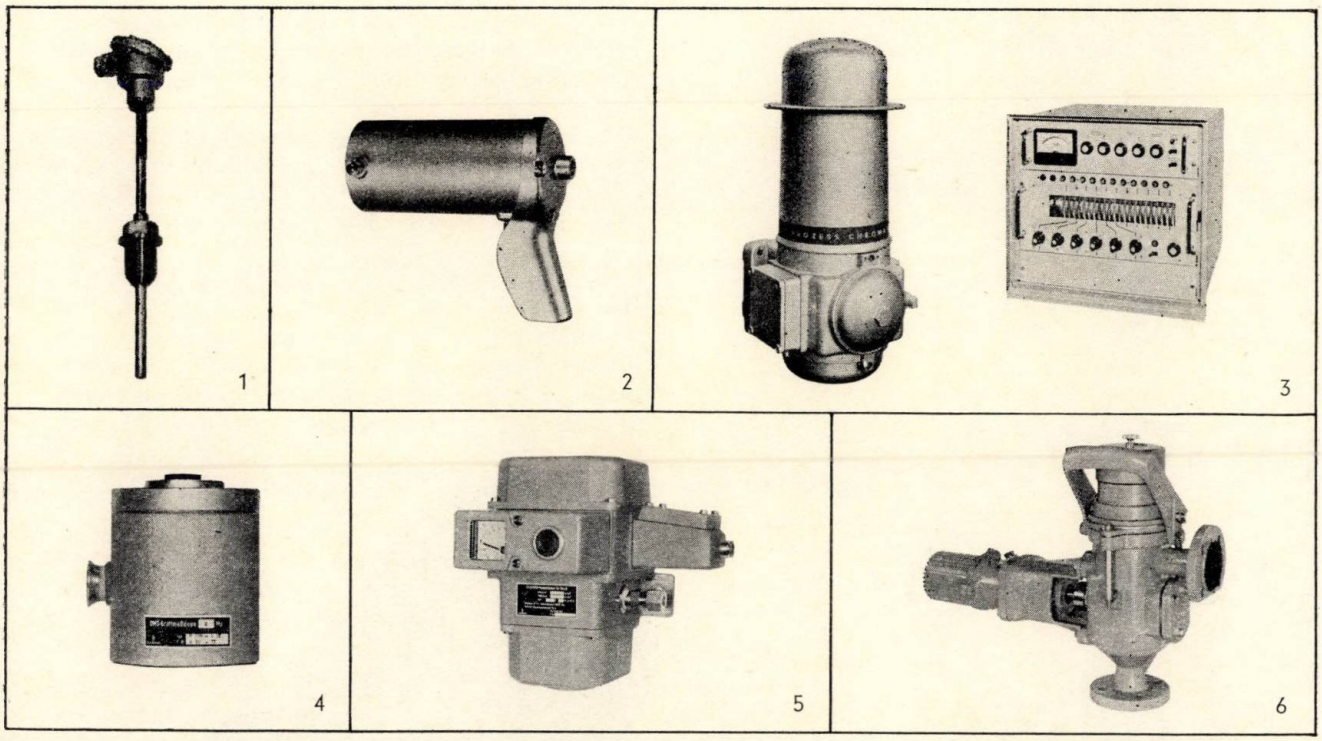
Noi livrăm:

tuburi pentru recepție, tuburi pentru oscilografe, tuburi pentru transmiteri de imagini, tuburi de emisiune, tuburi pentru frecvențe înalte, tuburi cu gaz, tuburi cu catodă rece, elemente semiconductoare, condensatoare, rezistențe, elemente de contact.

**Vă rugăm să ne cereți prospecte și cataloage**



SIEMENS




# Sisteme modulare pentru automatizare

Aplicarea calculatoarelor SIEMENS pentru procese dă automatizării impulsuri noi. În legătură cu aceasta capătă mare importanţă obţinerea informaţiilor. SIEMENS oferă pentru acest domeniu un vast program de aparaturi. Avantajul clientelei noastre: de la traducător pînă la calculator — totul de la un singur furnizor.

Cîteva exemple din gama aparatelor noastre primare:

1. Termometru de rezistenţă şi termoelemente fixabile prin înşurubare. Domeniu de măsurare între — 220°C şi + 1600°C.
2. Pirometre de radiaţie ARDONOX, ARDOMETER, ARDOFOT şi ARDOCOL. Domeniu de măsurare între 40°C şi + 2200°C.
3. Analizator şi dispozitiv de programare cromatografic în fluxul procesului pentru analiza automată a substanţelor în maximum 12 fluxuri cu maximum cîte 6 componente.
4. Dinamometre cu benzi de extensie pentru cîntare electromecanice de toate tipurile, cu o toleranţă de măsură de ± 0,1% şi domenii de încărcare în trepte între 0 şi 100 kp şi 0 şi 100 MP.
5. Convertor de măsură TELEPERM pentru presiune. Presiuni nominale pînă la ND 640. Semnalul de ieşire pentru sisteme unificate de reglaje 0 — 20 mA sau 0 — 50 mA.
6. Analizator pH cu curăţitor automat al electrozilor. Domeniu de măsurare între pH = 0 şi pH = 14.

Informaţii detaliate de la:

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,

Wernerwerk für Messtechnik

75 Karlsruhe, Rheinbrückenstrasse 50

Republica Federală a Germaniei.

# Universalitate tehnică

În întreprinderile SIEMENS lucrează 250 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicaţiilor, al tehnicii de înaltă tensiune şi al tehnicii de măsurare şi reglare, de la producţia de transistoa e pînă la construcţia de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic. Cercetătorii şi inginerii noştri se străduiesc în continuu să folosească în toate sectoarele atît rezultatele cele mai noi ale cercetării, cît şi rezultatele practice obţinute într-un sector anumit.

Această universalitate a întreprinderilor SIEMENS în întregul domeniu al electrotehnicii — un semn caracteristic al succesului lor — este de un deosebit folos fiecărui client al nostru: fiecare instalaţie construită de noi, fiecare aparat produs în uzinele noastre conţine rezultatul tuturor experienţelor strînse şi valorificate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală.

Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acţionări speciale, dacă aveţi intenţia să construiţi o centrală de forţă, să automatizaţi o fabrică de laminate sau să măriţi o reţea de telecomunicaţie, adică ori unde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziţie în întreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificaţi.

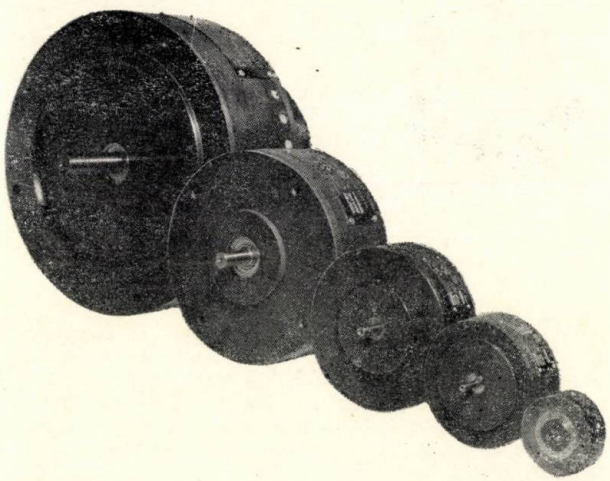
SIEMENS
AKTIENGESELLSCHAFT

# Dacă motoarele pas cu pas, ambreiajele, frînele... nu pot să rezolve problema Dv., gîndiţi-vă la Motorul Imprimat!

**Motoarele Imprimate sînt folosite în numeroase sisteme de comenzi pas cu pas* pe care nu le pot rezolva nici motoarele pas cu pas nici sistemele cu ambreiaje, cu frîne sau altele.**

**Motivele acestei reuşite sînt simple : Motoarele Imprimate au un cuplu ridicat oricare ar fi viteza de rotaţie, au o inerţie foarte slabă şi rotorul lor nu are o poziţie preferată de oprire.**

**Controlate cu ajutorul unui sistem electronic adecvat, Motoarele Imprimate pot să funcţioneze în pas cu pas bidirecţional, într-o gamă largă de frecvenţe. Ele pot fi supuse în cele două sensuri de rotaţie unor viteze cuprinse între mai puţin de 1 rot/min şi 3000 rot/min. Din cauza acestei mari adaptabilităţi, au înlocuit în multe desfăşurătoare de bandă, sistemele de cabestan cu dublu scripete, sistemele cu frîne şi ambreiaje, sistemele cu curea purtătoare... a căror menţinere era costisitoare**



**faţă de sistemele cu cabestan unic antrenate cu Motor Imprimat.**

**Pentru informaţii mai ample privitoare la aplicaţiile Motoarelor Imprimate AXEM-SERVALCO cu comandă pas cu pas şi la posibilităţile lor de a înlocui motoarele pas cu pas, sistemele cu frîne şi ambreiaje, motoarele sincrone, motoarele cu cuple, sistemele hidraulice... scrieţi sau telefonaţi la biroul de vînzări AXEM-SERVALCO, S.E.A., 36, quai National, PUTEAUX 92, căsuţa poştală 109, telefon 506-22-35 şi 506-43-54.**

* *Aplicaţii:* Desfăşurătoare de bandă magnetică digitale, antrenarea hîrtiei în imprimatoare, lectură rînd cu rînd sau literă cu literă pe desfăşurătoare de panglică perforată, acţionarea capetelor de citire pe sisteme de memorii cu discuri...

BUREAU DE VENTE

**MOTEURS IMPRIMÉS AXEM-SERVALCO**

S.E.A. 36, Quai National, 92 PUTEAUX - France - Tél. 506-43-54, 506-22-35

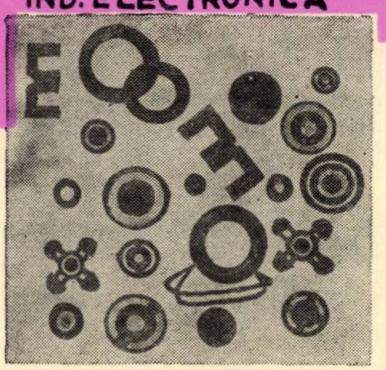
Aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice

Aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic tratamente și proteze

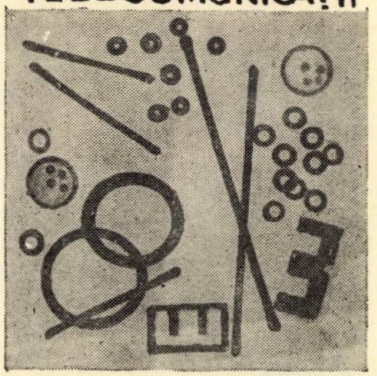
Instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie

Materiale magnetice și dielectrice - și piese din ferite pentru:

IND. ELECTRONICĂ



TELECOMUNICAȚII



# ICE

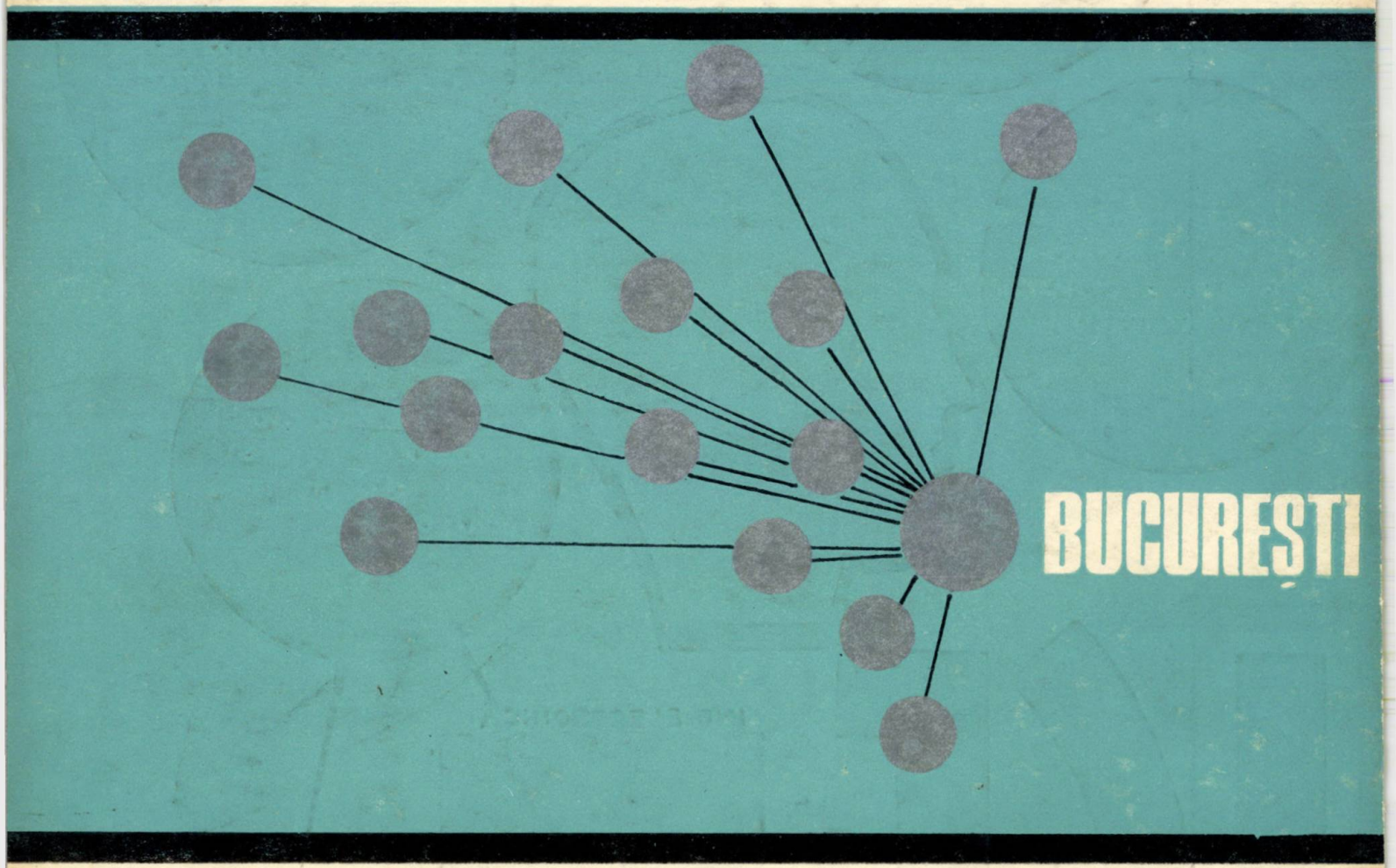
## INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

BUCUREȘTI, Bd. KALININ 18, Tel. 120355

1967 AUG 26

**N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1967. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À**

**CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,**




**soit aux entreprises suivantes:**

**BULGARIE**
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

**TCHÉCOSLOVAQUIE**
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

**R. D. ALLEMANDE**
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

**POLOGNE**
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

**U.R.S.S.**
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G. 200

**GRANDE BRETAGNE**
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

**AUTRICHE**
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

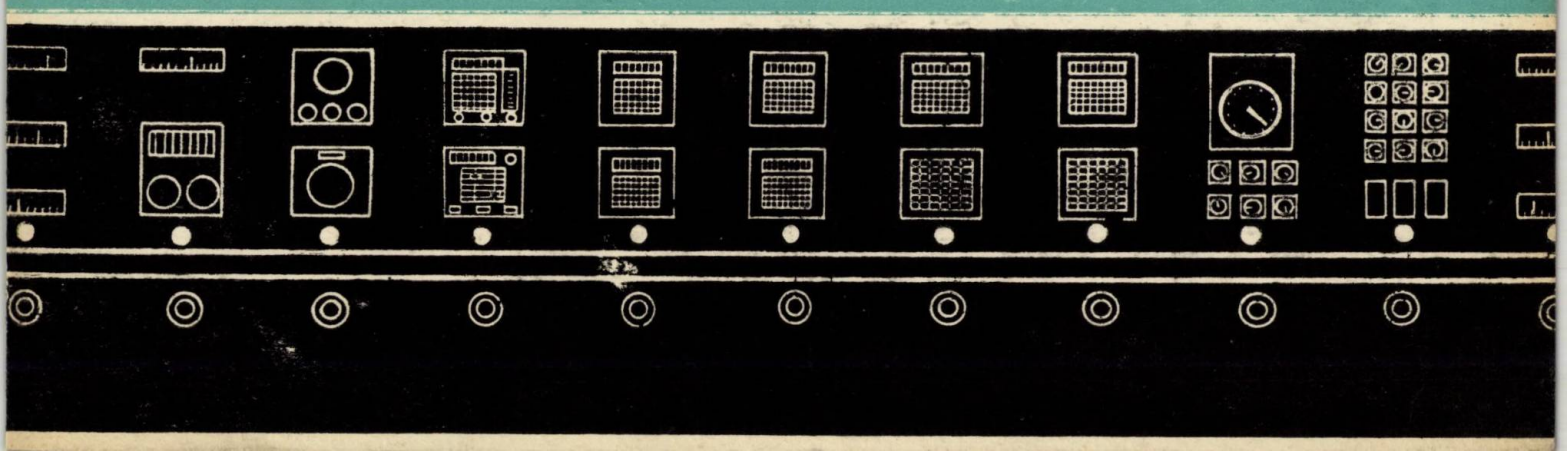
**FRANCE**
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E 2551

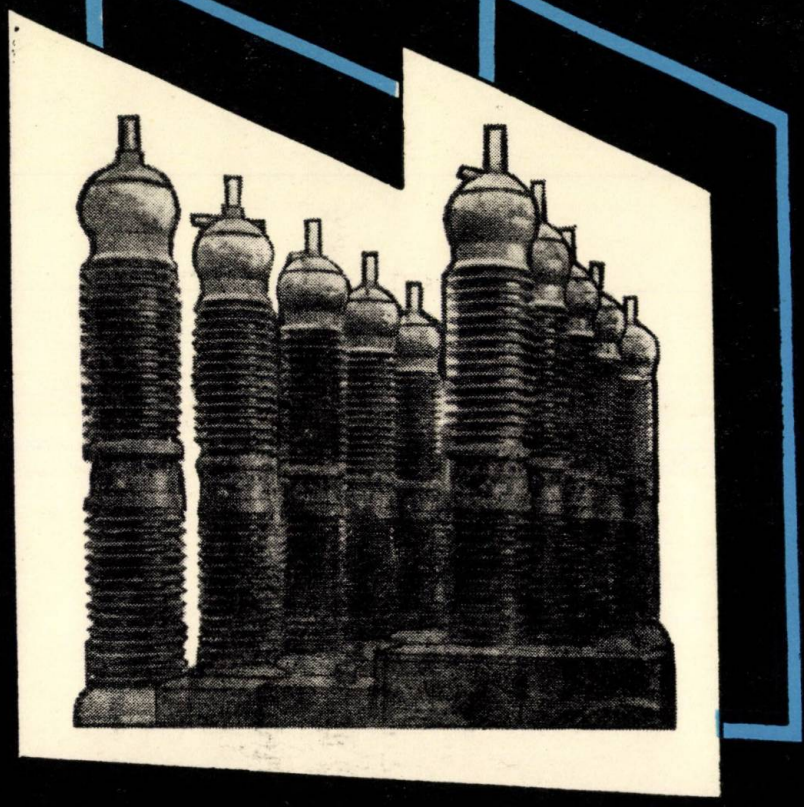
# AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

5

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 11 • Nr. 5 • SEPTEMBRIE — OCTOMBRIE • 1967



UZINELE



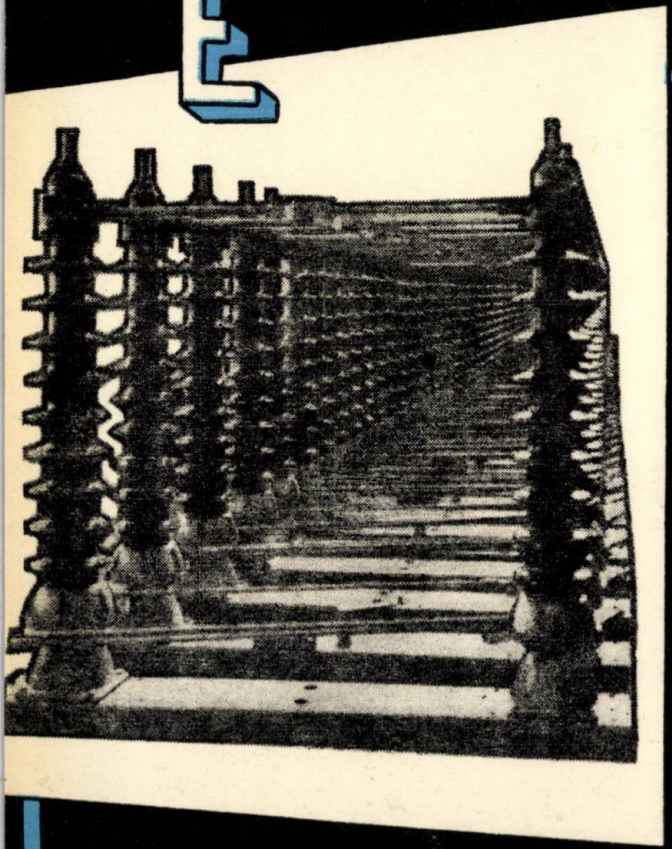
# ELECTROPUTERE

CRAIOVA

PENTRU ECHIPAREA SISTEMELOR ENERGETICE

## APARATE ELECTRICE DE INALTA TENSIUNE

6-220 kV



- SEPARATOARE
- INTRERUPTOARE
- SIGURANTE FUZIBILE
- DESCARCATOARE CU FIBRA
- TRANSFORMATOARE DE MASURA
- CELULE PREFABRICATE COMPLET UTILATE PENTRU DIFERITE SCOPURI

# AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XI (pag. 195–242) nr. 5, septembrie–octombrie Bucureşti, 1967


ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1863

Ing. A. VĂTĂŞESCU

## Calculul timpilor de comutaţie pentru diode şi transistoare de fabricaţie I.P.R.S. — Băneasa

Pentru calculul timpilor de comutaţie sînt necesare condiţiile de circuit şi parametrii care să caracterizeze proprietăţile dispozitivului din acest punct de vedere. Indicarea unor timpi de comutaţie pentru condiţii particulare de circuit caracterizează mascat dispozitivul şi nu serveşte nici la proiectarea circuitelor, nici la compararea dispozitivelor. Datele de catalog specificate pentru funcţionarea în regim de comutaţie sînt cu totul insuficiente pentru proiectarea de circuite. De regulă, chiar şi o proiectare mai puţin riguroasă implică numeroase şi dificile măsurători suplimentare care solicită aparate şi cunoştinţe multiple.

Din cauza acestei deficienţe s-a dat articolului un caracter pronunţat aplicativ. Atît pentru diode, cît şi pentru transistoare, s-au căutat parametri cît mai independenţi de condiţiile de circuit şi s-au indicat valori medii ale acestor parametri pentru fiecare tip de dispozitiv în parte. Pentru calculul timpilor de comutaţie au fost alese formulele cele mai convenabile, în urma unor verificări experimentale concludente.

### 1. Calculul timpilor de comutaţie la diode semiconductoare

Limitarea vitezei de comutaţie a diodelor semiconductoare este datorită timpului de comutaţie inversă, adică de la starea de conducţie la starea de blocare.

În figura 1 sînt prezentate variaţiile curentului prin diodă şi ale tensiunii la bornele diodei, la o comutaţie inversă.

*Teorie*

Timpii de stocare ($t_s$) şi de cădere ($t_c$) se pot calcula cu ajutorul relaţiilor lui H.J. Kuno [1].

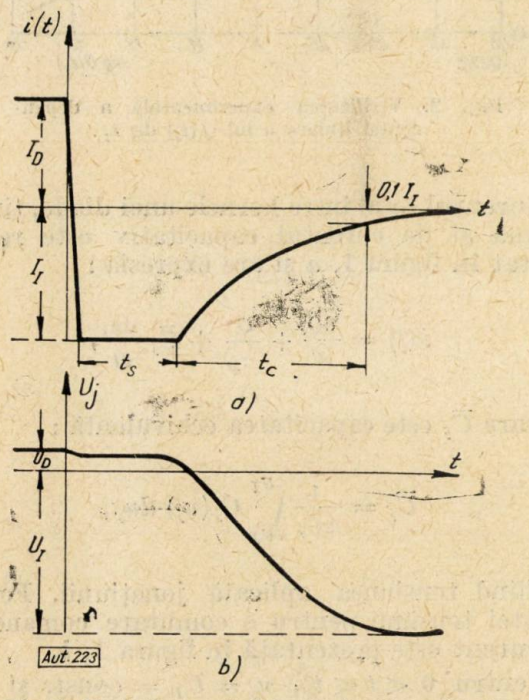



Fig. 1. Variaţia curentului prin joncţiune (*a*) şi a tensiunii la bornele joncţiunii (*b*) la comutaţia inversă.

Dacă o diodă $p^+n$ este străbătută de curentul direct $I_D$, sarcina acumulată în regiunea $n$ va fi:

$$Q = \tau_D I_D. \tag{1}$$

După eliminarea sarcinii stocate, în regiunea $n$ va rămîne sarcina:

$$Q(t_s) = \tau_I I_I, \tag{2}$$

$I_I$ fiind curentul invers care elimină sarcina stocată, iar $\tau_D$ şi $\tau_I$ — constante care caracterizează tipul de diodă.

Dacă prima relaţie este evidentă şi mai des utilizată, pentru cea de-a doua am considerat necesară o verificare experimentală.

Avînd în vedere că $I_D \tau_D = t_s I_I + \tau_I I_I$ sau $Q(t_s) = I_D \tau_D - I_I t_s$, dacă se păstrează $I_D$ constant şi se măsoară $t_s$ pentru diferite valori ale lui $I_I$, din expresia de mai sus se obţin punctele din figura 2.

Din această figură reiese că dependenţa logaritmilor lui $Q(t_s)$ şi $I_I$ poate fi aproximată printr-o dreaptă cu panta 1 în limite destul de largi şi deci o ipoteză de forma (2) este justificată.

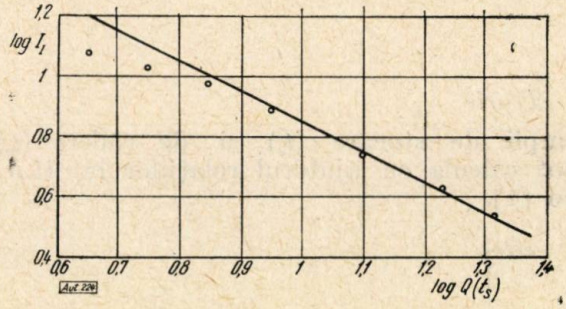



Fig. 2. Verificarea experimentală a dependenţei liniare a lui $Q(t_s)$ de $I_I$.

Curentul total între bornele unei diode, ţinînd seamă şi de curentul capacitativ este reprezentat în figura 1, *a* şi are expresia:

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_D} + \overline{C}_j \frac{du_j}{dt}, \tag{3}$$

în care $\overline{C}_j$ este capacitatea echivalentă:

$$\overline{C}_j = \frac{1}{\Delta U_j} \int_{U_D}^{U_I} C_j(u_j)\, du_j, \tag{4}$$

$u_j$ fiind tensiunea aplicată joncţiunii. Forma acestei tensiuni pentru o comutare comandată în curent este prezentată în figura 1, *b*.

Pentru $0 < t < t_s$, $u_j = U_D = \text{const.}$ şi din ecuaţia (3), cu condiţiile la limită (1) şi (2) rezultă timpul de stocare:

$$t_s = \tau_D \ln \frac{1 + \frac{I_D}{I_I}}{1 + \frac{\tau_I}{\tau_D}}. \tag{5}$$

Această lege de variaţie a fost verificată foarte bine experimental pentru ambele tipuri de diode.

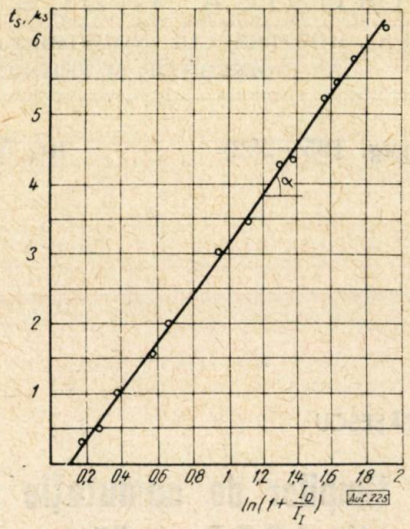



Fig. 3. Variaţia experimentală a timpului de stocare în funcţie de raportul curenţilor, printr-o diodă DR373.

În figura 3 este prezentat graficul dependenţei experimentale a lui $t_s$ de raportul curenţilor printr-o diodă DR373. Din acest grafic se obţin cu uşurinţă parametrii $\tau_D$ şi $\tau_I$:

$$\tau_D = tg\alpha; \tag{6}$$

$$\tau_I = \left[\frac{I_D}{I_I}\right]_{t_s=0} \cdot \tau_D.$$

Măsurătorile au fost efectuate pentru valori ale curentului direct între 0,5 şi 20 mA, iar ale celui invers între 1 şi 20 mA.

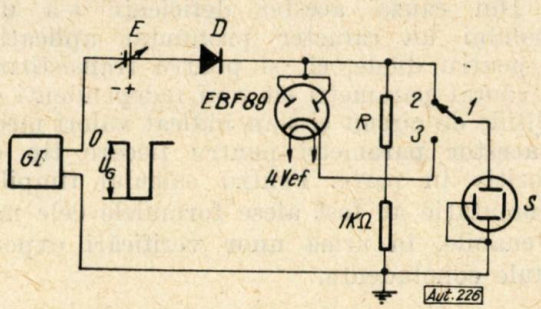



Fig. 4. Schema instalaţiei de măsură:
*D* – dioda de măsurat; *GI* – generator de impulsuri; *S* – sincroscop; *E* – redresor stabilizat.

Timpul de cădere se obţine tot din ecuaţia (3), cu ipoteza $Q(t) = \tau_I i_I(t)$, valabilă pentru $t > t_s$:

$$t_c = 2{,}3 \frac{\tau_I + R_C C_j}{1 + \frac{\tau_I}{\tau_D}}, \tag{7}$$

$R_C$ fiind rezistenţa totală din circuit.

*Verificări experimentale*

*Montajul de măsură* este prezentat în figura 4. Dioda de măsurat $D$ este menţinută în stare de conducţie de către sursa $E$. Impulsul negativ de amplitudine $U_G > E$ blochează dioda.

Rezistenţa dintre punctele 2 şi 3 trebuie să aibă o valoare mare în invers pentru a permite citirea curenţilor mici şi mică în direct pentru a permite trecerea unor curenţi direcţi mari prin dioda de măsurat.

Diodele din tubul EBF89, legate în paralel, şuntează pe $R$ pentru tensiunea directă aplicată diodei (2 — 3 kΩ). Filamentul acestui tub este subalimentat, pentru micşorarea curentului rezidual.

$I_D$ se măsoară pe poziţia 3 (căderea de tensiune pe 1 $k\Omega$); $i_I$ se măsoară pe poziţia 2 (căderea de tensiune pe $(R + 1)$ $k\Omega$).

*Timpul de stocare.* Dacă pentru o diodă se găsesc, cu ajutorul diagramei din figura 3,

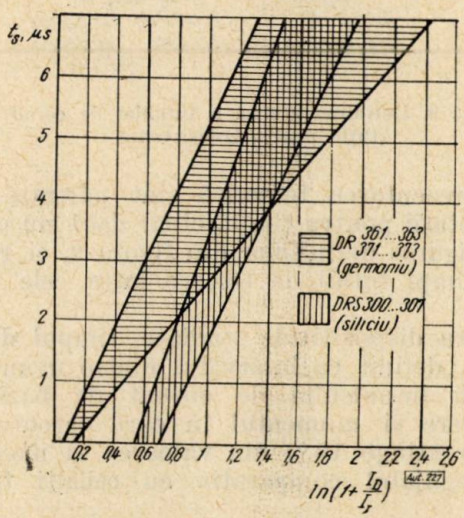



Fig. 5. Împrăştierea valorilor constantelor de timp $\tau_D$ şi $\tau_I$ pentru diodele aliate cu germaniu şi cu siliciu.

constantele de timp $\tau_D$ şi $\tau_I$, timpul de stocare poate fi calculat cu o bună precizie cu formula (5).

În figura 5 este prezentat un grafic care scoate în evidenţă împrăştierile valorilor acestor constante. De cele mai multe ori se preferă evitarea unor măsurări suplimentare, cu preţul micşorării preciziei.

Pentru diodele considerate, valorile parametrilor $\tau_D$ şi $\tau_I$ sînt date în tabela 1.

*Tabela 1*

| Tipul diodei | $\tau_D$ μs | $\tau_I$ μs |
|---|---|---|
| Germaniu<br>DR 361 ... 363<br>DR371 ... 373 | 4—5 | 0,4—0,5 |
| Siliciu<br>DRS300 ... 307 | 5,5—6,5 | 4—5 |

*Timpul de cădere.* În figura 6 sînt trasate variaţia experimentală şi cea corespunzătoare formulei (7), pentru timpul de cădere în funcţie de raportul curenţilor direct şi invers, printr-o

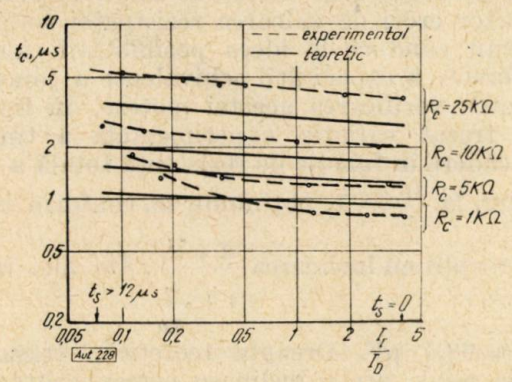



Fig. 6. Variaţia timpului de cădere în funcţie de raportul curenţilor printr-o diodă cu germaniu.

diodă DR373 cu $\tau_D = 4{,}56$ μs şi $\tau_I = 0{,}42$ μs · $R_c$ a fost ales ca parametru.

Esenţial pentru timpul de cădere este curentul invers şi nu raportul curenţilor. Pentru aceeaşi valoare a raportului, $t_c$ depinde de $I_I$, adică de $U_I$, prin intermediul lui $\overline{C}_j$.

Pentru calculul lui $\overline{C}_j$ s-au utilizat curbele $\overline{C}_j = f(\mu_j)$, trasate în figura 7.

Dacă se admite pentru $C_j$ o variaţie de forma :

$$C_j = C_0 \, u_j^{-n}, \tag{8}$$

în care $C_0 = C_j$ (IV), relaţia (4) devine :

$$\overline{C}_j = \frac{C_0}{(1-n)(U_D - U_I)} [U_D^{(1-n)} - U_I^{(1-n)}]. \tag{9}$$

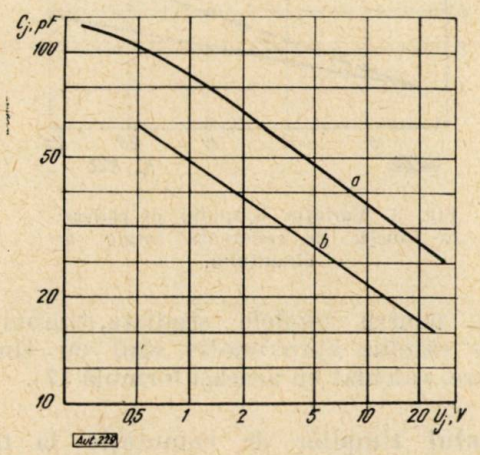



Fig. 7. Variaţiile medii ale capacităţilor de semnal mic în funcţie de tensiunea inversă :

a — diode cu germaniu DR361...363 şi 371...373; b — diode cu siliciu DRS300...307.

Cu aproximaţia $U_D \ll U_I$ şi $n = 0{,}5$, relaţia (9) devine :

$$\overline{C}_j = \frac{2C_0}{\sqrt{U_I}}. \tag{10}$$

Înclinările obținute pentru caracteristicile din figura 6 se explică prin variația capacității echivalente cu tensiunea aplicată joncțiunii.

Diferențele dintre valorile experimentale și cele teoretice sînt destul de mari. Dependența acestor erori de valoarea rezistenței totale din circuit conduce la ideea posibilității calculării incorecte a capacității echivalente a joncțiunii. Pentru verificarea acestei ipoteze, în figura 8 s-a trasat variația experimentală a timpului de cădere în funcție de rezistența totală a circuitului, la $\frac{I_D}{I_I} = 1$, obținîndu-se, conform teoriei, o dreaptă cu înclinarea $\frac{2,3\,\overline{C}_j}{1+\frac{\tau_I}{\tau_D}}$. De aici rezultă $\overline{C}_j = 68{,}5$ pF. Dreapta teoretică, trasată cu linie plină, are o înclinare corespunzătoare cu $\overline{C}_j = 39$ pF. Ipoteza calculării incorecte a capacității echivalente a joncțiunii este astfel confirmată. Încercările de a găsi o nouă formulă în locul relației (10), care dă o eroare importantă, nu au condus la rezultate satisfăcătoare.

La rapoarte $I_I/I_D$ mici se face simțită și neglijarea potențialului de barieră, fapt mai puțin important, avînd în vedere că regiunea respectivă nu este o regiune uzuală de lucru.

Prin urmare, dacă se calculează timpul de cădere cu formula (7), trebuie să se aibă în vedere posibilitatea unei erori pînă la 25%.

În cazul în care $I_I \geqslant \frac{\tau_I}{\tau_D} I_D$, adică sarcina stocată nu poate alimenta curentul invers

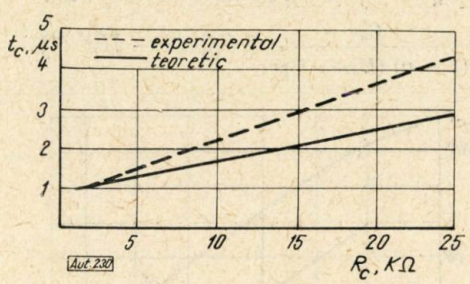



Fig. 8. Variația timpului de cădere în funcție de rezistența totală a circuitului.

($t_s = 0$), pentru diodele studiate, timpul de revenire rămîne aproximativ egal cu timpul de cădere, calculat cu aceeași formulă (7).

## 2. Calculul timpilor de comutație la tranzistoare

S-a luat în considerare numai conexiunea uzuală *EC*, iar comanda a fost făcută prin trepte de curent constant de bază.

În figura 9 sînt definiți grafic timpii de comutație din starea de blocare în cea de saturație și invers, conform standardelor existente. Semnificațiile tuturor mărimilor sînt evidente, cu excepția lui $I_{BS}$, care reprezintă curentul de bază corespunzător saturației incipiente, adică punctul de intrare în regiunea de saturație ($U_{CB} = 0$).

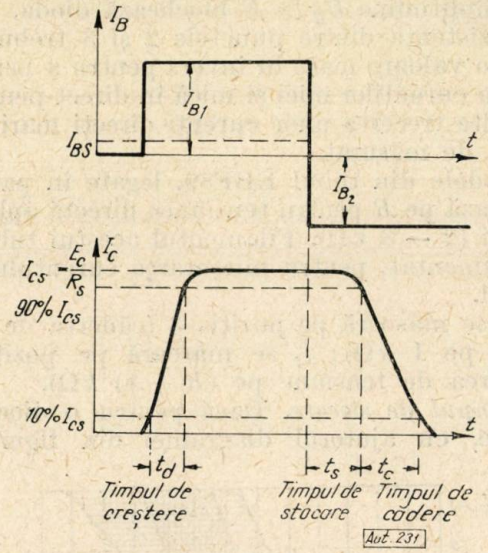



Fig. 9. Definirea grafică a timpilor de comutație pentru tranzistoare.

În prezentarea teoretică sînt păstrate aceleași notații pentru timpi, chiar dacă nu corespund riguros definițiilor din figura 9, ci reprezintă timpi totali de trecere între cele două stări.

Pentru dispozitivele studiate, timpul de întîrziere, definit ca intervalul dintre momentul aplicării impulsului de curent de bază de deschidere și momentul în care curentul de colector atinge 10% din valoarea sa maximă, este neglijabil comparativ cu ceilalți timpi.

*Teorie*

Autorii care au calculat timpii de comutație au introdus diverși parametri care să lege acești timpi de curenții terminalelor tranzistorului.

J.J. Ebers și J.L. Moll [2], [3], considerînd pentru tranzistor un model pentru semnal mic, au introdus trei constante $\tau_p$, $\tau_s$, $\tau'_p$:

$$t_a = \tau_p \ln \frac{1 - 0{,}1\ I_{BS}/I_{B1}}{1 - 0{,}9\ I_{BS}/I_{B1}}; \qquad (11)$$

$$t_s = \tau_s \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{I_{BS} - I_{B2}}; \qquad (12)$$

$$t_c = \tau'_p \ln \frac{1 - 0{,}9\ I_{BS}/I_{B2}}{1 - 0{,}1\ I_{BS}/I_{B2}}. \qquad (13)$$

În aceste expresii $I_{B2} < 0$.

Măsurînd pentru diferite condiții de circuit $t_a$ și $t_c$ și apoi calculînd $\tau_p$ și $\tau'_p$, se constată o pronunțată dependență a acestora de condițiile de măsură. În schimb, $\tau_s$ rămîne practic neschimbat, cînd $I_{B1}$ și $I_{B2}$ variază în limite destul de largi: 0,5 — 10 mA.

J.J. Sparkes şi R. Beaufoy [4], [5] au considerat pentru transistor un model controlat prin sarcina acumulată în bază. La comutarea unui transistor din starea de blocare în starea de conducţie, în bază se introduce o sarcină globală ($Q_g$) compusă dintr-o parte care să asigure curentul de colector specificat $Q_B$, o parte care să neutralizeze sarcinile apărute ca urmare a îngustării barierei colectorului ($Q_{vc}$), şi o parte care să aducă transistorul în regim de saturaţie ($Q_{BS}$). Legăturile dintre aceste sarcini şi timpii de comutaţie se fac cu ajutorul a patru parametri:

— Constanta de timp a colectorului $\tau_C = \frac{Q_B}{I_C}$.

Deoarece grosimea bazei şi deci şi $Q_B$ variază în funcţie de tensiunea colector-bază, se obişnuieşte să se definească o valoare particulară $\tau_C = \tau_{CO}$, pentru $U_{CB} = 0$.

— Constanta de timp de saturaţie $\tau_s = \frac{Q_{BS}}{I_{B1} - I_{BS}}$.

— Factorul de amplificare, static, în curent

$$h_{21E} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}.$$

Şi pentru acest parametru se foloseşte o valoare particulară $B_0 = \frac{I_{CS}}{I_{BS}}$ (la $U_{CB} = 0$), considerîndu-se îndeplinite relaţiile $I_{CBO} \ll I_{BS}, I_{CS} \gg I_{CBO}$.

— Sarcina acumulată în bariera colectorului $Q_{vc} = MC_{tc}(U_{CB})_b$.

$C_{tc}$ este capacitatea joncţiunii colectorului la semnal mic, pentru tensiunea colector — bază corespunzătoare stării blocate $(U_{CB})_b$, iar $M$ — o constantă care pentru transistoarele studiate are valoarea 2. Cu aceşti parametri se deduc [5] următoarele expresii pentru timpii de comutaţie:

$$t_d = \frac{\tau_{CO} I_{CS} + Q_{vc}}{I_{B1} - 0{,}58 \frac{I_{CS}}{B_0}}; \qquad (14)$$

$$t_s + t_c = \frac{Q_g}{-I_{B2} + 0{,}42 \frac{Q_g - Q_{vc}}{B_0 \tau_{CO}}}; \qquad (15)$$

$$t_c = \frac{\tau_{CO} I_{CS} + Q_{vc}}{-I_{B2} + 0{,}58 \frac{I_{CS}}{B_0}}. \qquad (16)$$

Parametrii Sparkes — Beaufoy depind mult de condiţiile de circuit, iar metoda de măsură [6] este destul de dificilă. Calculul cu ajutorul parametrilor de semnal mic $\left[\tau_{CO} = \frac{1}{\alpha_N \omega_{T_N}}, \tau_s = \frac{\omega_{TN} + \omega_{TI}}{\omega_{TN}\,\omega_{TI}\,(1 - \alpha_N \alpha_I)}\right]$ este aproximativ, deoarece nu rezultă punctul de funcţionare în care se măsoară factorii de amplificare şi frecvenţele de tranziţie, normale şi inverse. În plus, în procesul de trecere de la o stare la alta, punctul de funcţionare şi o dată cu el proprietăţile transistorului se modifică, deci considerarea ca bază de calcul a unui punct extrem apare clar incorectă.

Iată cîteva valori orientative ale parametrilor Sparkes pentru comutaţia cu $I_{CS} = 1$ mA şi $E_C = 5$V, măsuraţi prin metoda descrisă în [6]:

EFT322 verde: $\tau_{CO} = 0{,}2$ μs; $\tau_S = 3{,}5$ μs; $Q_{vc} = 450$ pC; $B_0 = 40$;

EFT306 galben: $\tau_{CO} = 0{,}08$ μs; $\tau_S = 1$ μs; $Q_{vc} = 240$ pC; $B_0 = 20$;

EFT308 galben: $\tau_{CO} = 0{,}04$ μs; $\tau_S = 0{,}75$ μs; $Q_{vc} = 210$ pC; $B_0 = 35$.

J.A. Ekiss şi C.D. Simmons [7], pornind tot de la un model controlat prin sarcina acumulată în bază, au găsit formule asemănătoare pentru calculul timpilor de comutaţie.

Toţi autorii citaţi pînă acum au considerat parametrii care intrau în calcule ($\omega_T$, $C_{tc}$, $h_{21E}$ etc). constanţi. Avînd în vedere că aceşti parametri variază în procesul de comutaţie în limite mari, calculele timpilor de comutaţie sînt destul de imprecise.

H.J. Kuno [8] a rezolvat riguros ecuaţia diferenţială care caracterizează modelul controlat prin sarcină, obţinînd următoarele expresii pentru timpii de creştere şi de cădere:

$$t_d = \frac{I_{CS}}{I_{B1}} \left[ \frac{\frac{0{,}9}{\omega_T(0{,}9\, I_{CS}, U_{CE1})} - \frac{0{,}1}{\omega_T(0{,}1\, I_{CS}, U_{CE2})} + 0{,}8\, C_C R_S}{1 - \frac{1}{2B_0\left(\frac{I_{CS}}{2}\right)}\left(\frac{I_{CS}}{I_{B1}}\right)} \right]; \qquad (17)$$

$$t_c = \frac{I_{CS}}{I_{B2}} \left[ \frac{\frac{0{,}9}{\omega_T(0{,}9\, I_{CS}, U_{CE1})} - \frac{0{,}1}{\omega_T(0{,}1\, I_{CS}, U_{CE2})}}{1 + \frac{1}{2B_0\left(\frac{I_{CS}}{2}\right)}\left(\frac{I_{CS}}{I_{B2}}\right)} \right] + 2{,}2\, R_S C_C \qquad (18)$$

în care:

$$U_{CE1} = E_C - 0{,}9\, I_{CS} R_S;$$

$$U_{CE2} = E_C - 0{,}1\, I_{CS} RS;$$

$$\overline{C}_C = 2C_{tc}(U_{CE2});$$

$$I_{B2} > 0.$$

Relaţiile (17) şi (14), (18) şi (16) sînt foarte asemănătoare, fapt care apare şi mai evident dacă în (14) şi (16) se înlocuieşte $Q_{vc} = \overline{C}_C R_S I_{CS}$, $\tau_{CO} = \frac{1}{\omega_T}$ şi se calculează valorile timpilor de la 10% la 90% din valoarea finală a curentului de colector.

Formulele lui Kuno aduc deci ca esenţial nouă specificarea punctelor de funcţionare în care se măsoară parametrii de semnal mic ($\omega_T$, $C_{tc}$) şi continui ($B_0$).

*Verificări experimentale*

*Montajul de măsură.* Pentru măsurarea timpilor de comutaţie $t_d$, $t_c$ şi $t_s$ s-a utilizat montajul din figura 10. Impulsul pozitiv al generatorului, $U_G > E_B$, blochează transistorul aflat în conducţie datorită sursei $E_B$.

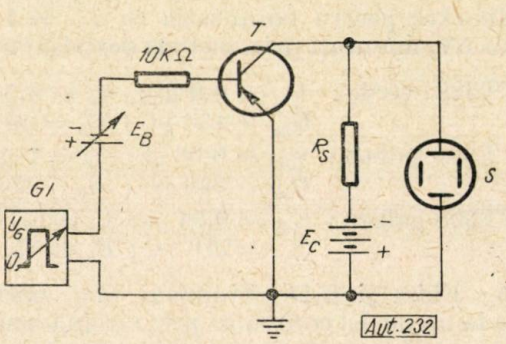



Fig. 10. Schema instalaţiei de măsură :
$T$ — transistorul de măsurat ; $GI$ — generator de impulsuri ; $S$ — sincroscop ; $E_C$, $E_B$ — redresoare stabilizate.

Din schemă rezultă :

$$I_{B1}\,(\text{mA}) \simeq \frac{E_B\,(\text{V})}{10};$$

$$I_{B2}\,(\text{mA}) \simeq \frac{(U_G - E_B)\,(\text{V})}{10}.$$

*Timpii de creştere şi de cădere.* S-au utilizat formulele (17) şi (18). În figurile 11, 12 şi 13

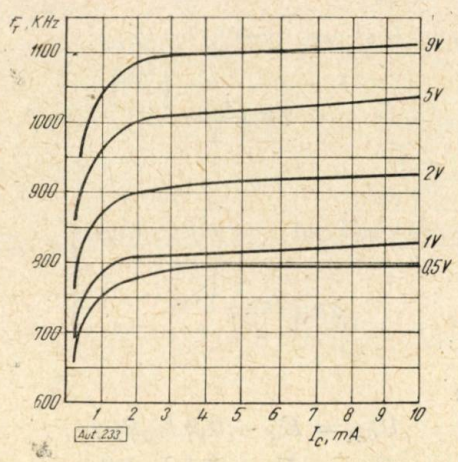



Fig. 11. Variaţia frecvenţei de tranziţie cu curentul de colector pentru un transistor de joasă frecvenţă EFT322 verde.

sînt trasate dependenţele parametrilor $f_T$, $h_{21E}$ şi $C_{tc}$ de punctul de funcţionare, pentru un tranzistor EFT322 verde, mediu.

Pentru condiţiile de circuit $E_C = 10$ V, $I_{CS} = 10$ mA, ($R_S = 1$ kΩ), rezultă :

$$\omega_T\,(9\text{ mA}, 1\text{ V}) = 5{,}18 \cdot 10^{-6}\text{ rad/s};$$

$$B_0\,(5\text{ mA}) = 38;$$

$$\omega_T\,(1\text{ mA}, 9\text{ V}) = 6{,}9 \cdot 10^{-6}\text{ rad/s};$$

$$C_{tc}\,(9\text{ V}) = 30{,}4\text{ pF}.$$

Figurile 14 şi 15 arată o bună concordanţă între valorile calculate cu formulele (17 şi (18) şi cele experimentale, marcate prin triunghiuri.

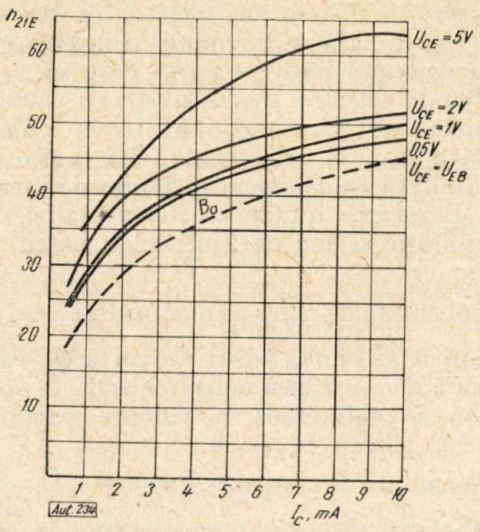



Fig. 12. Variaţia factorului de amplificare static, în curent, în funcţie de curentul de colector pentru un transistor de joasă frecvenţă EFT322 verde.

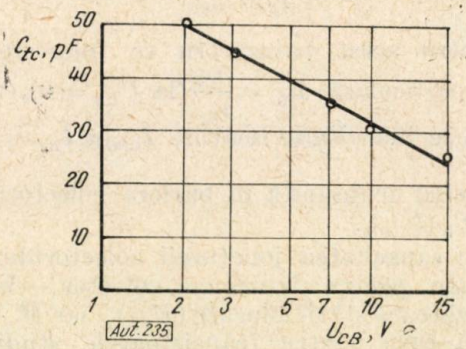



Fig. 13. Variaţia capacităţii de semnal mic $C_{tc}$ în funcţie de tensiunea colector-bază pentru un transistor de joasă frecvenţă EFT322 verde.

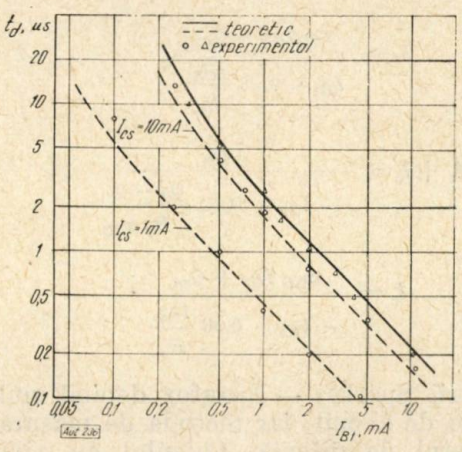



Fig. 14. Variaţia teoretică şi experimentală a timpului de creştere în funcţie de curentul de bază de deschidere pentru transistoare de joasă frecvenţă EFT322 verde.

Pentru un alt transistor EFT322 verde s-au trasat pe aceleaşi grafice, cu linii întrerupte, variaţiile teoretice ale timpilor de creştere şi

de cădere, la două valori ale curentului de colector :

$$E_C = 5\ \text{V};\quad C_{tc}\,(4{,}5\ \text{V}) = 48{,}2\ \text{pF}$$

$$I_{CS} = 1\ \text{mA}\ (R_S = 5\ \text{k}\Omega)$$

$$\omega_T\,(0{,}9\ \text{mA};\ 0{,}45\ \text{V}) = 5{,}53\cdot 10^{-6}\ \text{rad/s}$$

$$\omega_T\,(0{,}1\ \text{mA};\ 4{,}5\ \text{V}) = 5{,}08\cdot 10^{-6}\ \text{rad/s}$$

$$B_0\,(0{,}5\ \text{mA}) = 28{,}5$$

$$I_{CS} = 10\ \text{mA}\ (R_S = 0{,}5\ \text{k}\Omega)$$

$$\omega_T\,(9\ \text{mA};\ 0{,}45\ \text{V}) = 6{,}03\cdot 10^{-6}\ \text{rad/s}$$

$$\omega_T\,(1\ \text{mA};\ 4{,}5\ \text{V}) = 7{,}15\cdot 10^{-6}\ \text{rad/s}$$

$$B_0\,(5\ \text{mA}) = 47{,}5.$$

Verificările experimentale, marcate cu cerculeţe, sînt în foarte bună concordanţă cu valorile calculate.

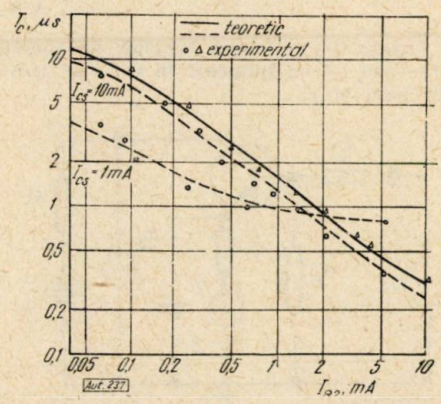



Fig. 15. Variaţia teoretică şi experimentală a timpului de cădere în funcţie de curentul de bază de blocare pentru transistoare de joasă frecvenţă EFT322 verde.

În figura 16 şi figura 17 s-au verificat relaţiile (17) şi (18) de calcul al timpilor de creştere şi de cădere, pentru un transistor de înaltă frecvenţă EFT308 galben;

$$E_C = 10\ \text{V};\ I_{CS} = 10\ \text{mA}$$

$$\omega_T\,(9\ \text{mA};\ 1\ \text{V}) = 32\cdot 10^{-6}\ \text{rad/s}$$

$$\omega_T\,(1\ \text{mA};\ 9\ \text{V}) = 62{,}8\cdot 10^{-6}\ \text{rad/s}$$

$$B_0\,(5\ \text{mA}) = 44{,}5$$

$$C_{tc}\,(9\ \text{V}) = 2{,}4\ \text{pF}.$$

Şi pentru acest transistor verificările experimentale sînt deci foarte bune.

În timpul măsurătorilor, pentru curenţii de bază de deschidere şi de blocare au fost alese valori uzuale de lucru, în funcţie de curenţii de colector.

*Timpul de stocare.* S-a utilizat formula (12).

Pentru măsurarea constantei de timp de stocare există o mare varietate de metode [9], însă, deşi se menţin aceleaşi condiţii de circuit, valorile obţinute diferă.

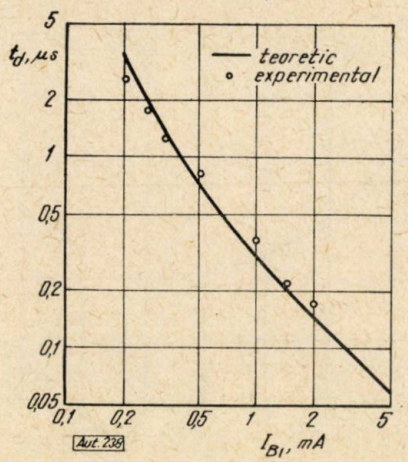



Fig. 16. Variaţia teoretică şi experimentală a timpului de creştere în funcţie de curentul de bază de deschidere pentru un transistor de înaltă frecvenţă EFT308 galben.

În tabela 2 sînt indicate valorile medii ale constantelor de timp de stocare măsurate pentru transistoare EFT322 verde ($I_{CS} = 1$ mA, $I_{B1} = I_{B2} = 0{,}5$ mA).

*Tabela 2*

| Metoda | Ebers şi Moll | Sparkes şi Beaufoy | Nanawatti | General electric | Semnal mic |
|---|---|---|---|---|---|
| $\tau_s$, μs | 2,2 | 3,1 | 2,5 | 1,7 | 1,9 |

Întrucît măsurarea constantei de stocare este mai dificilă, s-a încercat obţinerea unor valori medii ale lui $\tau_s$ pentru fiecare tip de transistor.

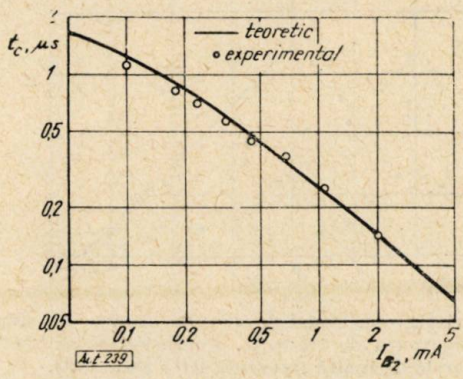



Fig. 17. Variaţia teoretică şi experimentală a timpului de cădere în funcţie de curentul de bază de blocare pentru un transistor de înaltă frecvenţă EFT308 galben.

Mărimea constantelor de timp de stocare a fost determinată prin calcul (formula 12), măsurîndu-se în prealabil timpii de stocare cu ajutorul circuitului din figura 10. După cum

am afirmat, s-a verificat că $\tau_s$ depinde foarte puţin de condiţiile de circuit. Această dependenţă apare cu totul neesenţială faţă de îm-

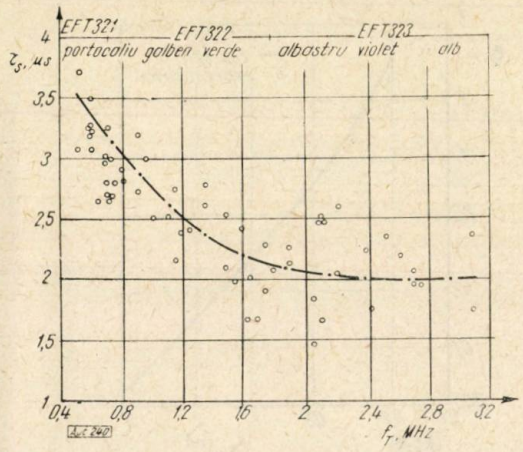



Fig. 18. Variaţia constantei de timp de stocare medie în funcţie de frecvenţa de tranziţie. Împrăştierea pentru transistoarele de joasă frecvenţă EFT321 ... 323.

prăştierile posibile în cadrul fiecărui tip de transistor.

Dacă pentru transistoarele de joasă frecvenţă se poate pune în discuţie existenţa unei valori medii a lui $\tau_s$ (trasată cu linie-punct în figura 18), la transistoarele de înaltă frecvenţă este mai comod să se ţină seamă de o valoare maximă posibilă (fig. 19).

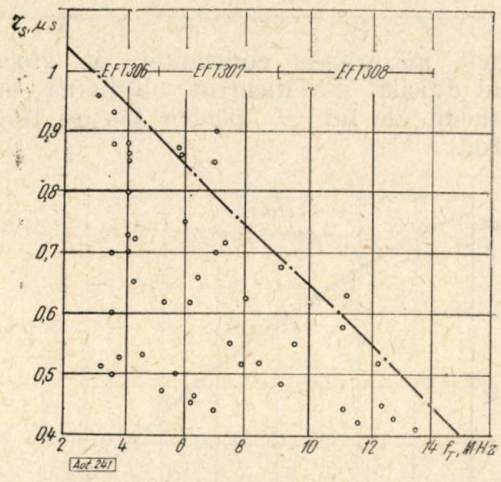



Fig. 19. Variaţia constantei de timp de stocare maximă în funcţie de frecvenţa de tranziţie. Împrăştierea pentru transistoarele de înaltă frecvenţă EFT306...308.

## 3. Metode practice de calcul. Concluzii

În acest paragraf este prezentat schematic modul de calcul al timpilor de comutaţie pentru diodele şi transistoarele studiate. Dispozitivul se presupune ales din considerente legate de caracteristicile electrice.

*Diode.* a) Se cunosc dioda şi condiţiile de circuit $\left(I_D, U_I, I_I = \frac{U_I}{R_C}\right)$; b) din figura 7 rezultă $C_0 = C_j$ (1 V), iar din tabela 1, $\tau_D$ şi $\tau_I$; c) se calculează $\overline{C}_j = \frac{2C_0}{\sqrt{U_I}}$; d) timpii de comutaţie $t_s$ şi $t_c$ se calculează cu relaţiile (5), respectiv (7).

*Transistoare.* a) Se cunosc transistorul şi condiţiile de circuit ($E_C$, $I_{CS}$, $I_{B1}$, $I_{B2}$); b) din figurile 18 şi 19 se găseşte $\tau_s$; c) se măsoară (vezi anexa): $\omega_T$ (0,9 $I_{CS}$; $E_C - 0{,}9\ I_{CS}\ R_S$); $\omega_T$ (0,1 $I_{CS}$; $E_C - 0{,}1\ I_{CS}R_S$); $C_{tc}$ ($E_C - 0{,}1\ I_{CS}\ R_S$); $B_0$ ($I_{CS}/2$); d) se calculează $\overline{C} = 2\ C_{tc}$ ($E_C - 0{,}1\ I_{CS}R_S$); e) timpii de comutaţie $t_d$ şi $t_c$ se calculează cu formulele (17) şi respectiv (18), iar timpul de stocare cu formula (12).

În încheiere trebuie subliniat faptul că erorile pentru timpul de cădere la diode şi timpul de stocare la transistoare pot ajunge pînă la 25%. În rest, valorile obţinute sînt foarte apropiate de cele reale.

### ANEXA

Pentru a facilita determinarea timpilor de comutaţie la transistoare se dau cîteva indicaţii în vederea măsurărilor prevăzute la punctul *c*.

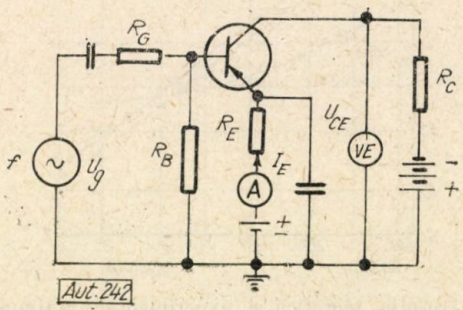



Fig. 20. Schema de principiu a instalaţiei pentru măsurat frecvenţa de tranziţie $f_T$:
$U_g$ – generator sinusoidal; $VE$ – voltmetru electronic.

– Măsurarea lui $f_T$ se reduce la măsurarea lui $h_{21e}$ la o frecvenţă aleasă convenabil, cu ajutorul circuitului din figura 20.

Condiţiile care trebuie îndeplinite sînt:

$$R_G,\ R_B \gg h_{11e};$$

$$R_C \ll \frac{1}{h_{22e}}.$$

Dacă frecvenţa generatorului ($f$) este mult mai mare decît $f_\beta$, atunci $|h_{21e}|\ f = |h_{21e}|_{f=f}\ f_\beta = \text{const.} = f_T$.

Frecvenţa de măsură este limitată superior de scăderea lui $|h_{21e}|$.

De obicei:

$$f = \frac{f_T}{1...3}.$$

Dacă se injectează un semnal de frecvenţă $f$, frecvenţa de tranziţie rezultă:

$$f_T = \frac{U_{ce}}{U_g} \cdot \frac{R_G}{R_C} \cdot f. \qquad (19)$$

— $C_{tc}$ se măsoară prin metode de rezonanţă, substituţie sau cu o punte de curent alternativ, emitorul fiind lăsat în gol, iar joncţiunea colector - bază, polarizată invers corespunzător. Precizia măsurării nu este importantă, parametrul avînd o pondere mică în relaţii.

— $B_0$ se măsoară cu un montaj de curent continuu obişnuit, avîndu-se grijă să fie respectate condiţiile $U_{CB} = 0$ şi $I_C = \frac{I_{CS}}{2}$.

BIBLIOGRAFIE


[1] Kuno, H. J. *Analysis and characterisation of PN junction diode switching.* In: IEEE trans. on electron devices, ian 1964, p. 8—14.

[2] Ebers, J. J., Moll, J. L. *Large-signal behaviour of junction transistors.* In: Proc. IRE, dec 1954, p. 1761—1772.

[3] Moll, J. L. *Large-signal transient reponse of junction transistors.* In: Proc. IRE, dec 1954, p. 1773—1784.

[4] Sparkes, J. J. *A study of the charge control parameters of transistors.* In: Proc. IRE, oct 1960, p. 1696—1705.

[5] Beaufoy, R. *Transistor switching circuit design using the charger-control parameters.* In: Proc. IEE, 106 B, suppl. 17, 1959, p. 1085—1091.

[6] Sparkes, J. J. *The measurement of transistor transient switching parameters.* In: Proc. IEE, 106 B, suppl. 15, 1959, p. 562—567.

[7] Ekiss, J. A., Simmons, C. D. *Junction transistor transient reponse characterisation.* In: Solid state journal, ian 1961, p. 17—24; febr 1961, p. 24—29.

[8] Kuno, H. J. *Rise and fall time calculations of junction transistors.* In: IEEE trans. on electron devices, april 1964, p. 151—155.

[9] Nanawatti, R. P. *Prediction of storage time in junction transistors.* In: IRE trans. on electron devices, ian 1960, p. 9—16.


Ing. D. N. POENARU şi dr. ing. N. VÎLCOV

# Generator de impulsuri şi redresor stabilizat pentru spectometre cu detectoare cu semiconductoare

Impulsul de sarcină electrică furnizat de către un detector de radiaţii nucleare cu dispozitive semiconductoare (*DS*) poate fi bine simulat cu ajutorul unui impuls de tensiune cu front rapid (nanosecunde) şi cădere exponenţială lentă (sute de microsecunde), aplicat pe detector printr-o capacitate de cuplaj suficient de mică [1,2].

Datorită acestui fapt, în spectrometrele de particule nucleare echipate cu *DS* [2] se utilizează pe scară largă generatoare de impulsuri de construcţie relativ simplă, cu ajutorul cărora se fac etalonarea în energie, verificarea liniarităţii şi stabilităţii, precum şi măsurarea rezoluţiei energetice a spectrometrului.

Pentru etalonare nu se cere de obicei o precizie mai bună de 1%, deci precizia cu care se cunoaşte amplitudinea impulsurilor nu trebuie să fie mai bună, dar pentru măsurarea unor rezoluţii de ordinul a 2 keV la 5 MeV, adică 0,4%, sînt necesare stabilităţi ale amplitudinii impulsurilor (pe termen scurt, cît se ridică spectrul) de ordinul a $10^{-4}$ şi dacă se doreşte să se măsoare şi stabilitatea sistemului pe termen lung, această stabilitate trebuie să se păstreze în cursul a 8 ore de funcţionare.

Generarea unor impulsuri care să satisfacă aceste cerinţe poate fi realizată cu ajutorul unui releu cu mercur. Pentru simplitatea construcţiei generatorului, frecvenţa de repetiţie a impulsurilor este de obicei frecvenţa reţelei de c.a.

Deoarece pentru funcţionarea generatorului de impulsuri este necesară o tensiune bine stabilizată şi cu pulsaţii mici, construcţia acestuia se poate combina cu a unei surse stabilizate pentru aplicarea tensiunii de polarizare a *DS*, cu atît mai mult cu cît şi aici pulsaţiile trebuie să fie reduse, iar curenţii *DS* sînt mici (cel mult de ordinul microamperilor).

În această lucrare se prezintă principiul de funcţionare a generatoarelor de impulsuri cu releu cu mercur, şi se descriu aparatul realizat la IFA şi performanţele sale.

## 1. Principiul de funcţionare a generatorului de impulsuri cu releu cu mercur

Principiul de funcţionare a generatorului de impulsuri cu releu cu mercur este ilustrat de schemele din figura 1.

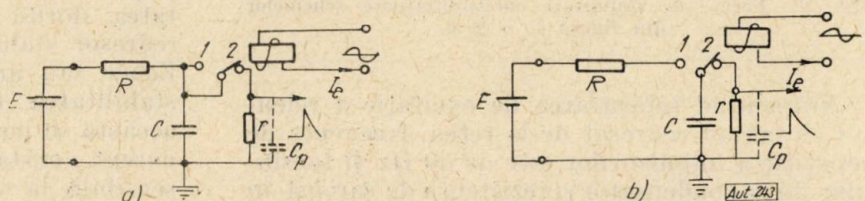



Fig. 1. Scheme care ilustrează principiul de funcţionare a generatoarelor de impulsuri cu releu cu mercur.

Se folosesc două variante (a sau b) [1, 3, 4]. În fiecare dintre ele, o sursă de tensiune foarte stabilă $E$ încarcă un condensator $C$ prin rezistenţa $R$, atîta timp cît comutatorul acţionat de releu este pe poziţia *1*. În timpul în care comutatorul este închis pe cealaltă poziţie *2*

condensatorul $C$ se descarcă pe rezistenţa $r$ şi astfel tensiunea pe rezistenţa $r$ tinde exponenţial cu constanta de timp $rC$ de la valoarea $E.C\,(C + C_p)^{-1} \simeq E$ către valoarea $E.r(R+r)^{-1} \simeq 0$, deoarece de obicei se ia $C \gg C_p$ (capacitatea parazită) şi $r \ll R$.

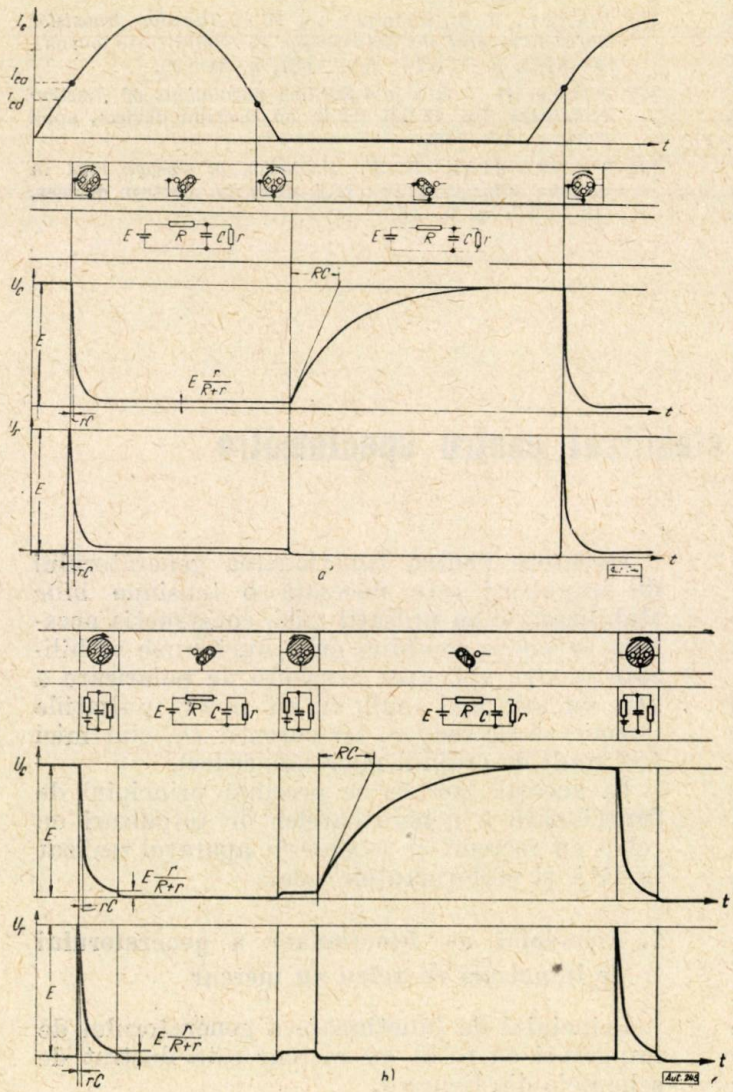


Fig. 2. Forme de impulsuri corespunzătoare schemelor din figura 1, *a* şi *b*.

Alimentînd înfăşurarea de excitaţie a releului cu curent redresat de la reţea, frecvenţa de repetiţie a impulsurilor este de 50 Hz şi tensiunile de pe condensator şi rezistenţa de sarcină în cazul circuitelor din figura 1, *a* şi 1, *b* au o variaţie în timp dată în figura 2, *a* şi, respectiv, 2, *b*.

Datorită utilizării releului cu mercur, frontul impulsului este limitat numai de rezistenţa de contact şi capacitatea parazită. Spre deosebire de releul obişnuit cu contacte uscate, la care rezistenţa de contact variază relativ lent o dată cu presiunea contactului, releul cu mercur prezintă o variaţie foarte rapidă a rezistenţei — fapt care face să fie utilizat la construcţia generatoarelor de impulsuri, cu fronturi în domeniul nanosecundelor [5]. Lamela contactoare a acestor relee are o serie de canale capilare către un rezervor cu mercur şi este acoperită cu un metal (de exemplu Ni) pe care mercurul „îl udă". În acest fel toată suprafaţa lamelei care face contactul este „udată" de mercur. Datorită acestui fapt se obţin o serie de avantaje, în afară de viteza de comutare mărită : lipsa de contact repetat datorită vibraţiei lamelei, siguranţa în exploatare mărită datorită rezistenţei la coroziune sporite, creşterea duratei de funcţionare ( $\sim$ 100 milioane de acţionări).

La trecerea lamelei de pe un contact pe altul există o perioadă ( $\sim$ 0,2 — 2 ms), specificată în figura 2, *a* şi *b*, în care, înainte de a se desface contactul vechi, mercurul stabileşte noul contact. Acest mod de lucru („stabilire înainte de rupere") poate constitui în unele aplicaţii un dezavantaj ; în cazul nostru, limitează durata maximă de cădere a impulsurilor. După cum se vede în figura 2 *b*, aceasta face să apară un impuls cu amplitudine mică $Er\,(R + r)^{-1}$ la ieşire ; totuşi dacă se aleg rezistenţele $r$ şi $R$ în aşa fel încît să fie satisfăcută inegalitatea $R \gg r$, amplitudinea acestui impuls este neglijabilă. Dar rezistenţa $R$ nu se poate alege prea mare deoarece dacă nu avem $RC \ll 10$ ms, capacitatea $C$ nu reuşeşte într-o semiperioadă a tensiunii de reţea să se încarce la tensiunea $E$ şi stabilitatea amplitudinii impulsurilor depinde şi de stabilitatea rezistenţei $R$ şi capacităţii $C$, nu numai de a tensiunii $E$. Capacitatea $C$ trebuie să fie suficient de mare pentru a realiza constanta de timp de cădere dorită ($rC$) şi, în orice caz, pentru a satisface inegalitatea $C \gg C_p$. Există şi relee care nu prezintă dezavantajul menţionat. Cu ajutorul acestora, în montajul din figura 1, *b* se pot obţine durate oricît de mari, utilizînd capacităţi $C$ mari, deoarece rezistenţa $R$ nu mai trebuie să satisfacă inegalitatea $R \gg r$.

În calitate de sursă de tensiune stabilă ($E$) se poate utiliza, în funcţie de valoarea şi stabilitatea dorită a amplitudinii impulsurilor, un redresor stabilizat cu transistoare [4], o diodă Zener sau un stabilovolt [3]. Pentru a mări stabilitatea tensiunii date de dioda Zener, aceasta se poate alimenta cu un stabilizator de curent constant [6], iar pentru a o face insensibilă la variaţii de temperatură se poate introduce într-un termostat simplu, realizat cu ajutorul unui transistor de putere şi al unui termistor [7].

## 2. Descrierea generatorului şi redresorului stabilizat

În figura 3 se dă schema de principiu a aparatului realizat la IFA, iar în figura 4, fotografia panoului său frontal.

Generatorul este realizat după schema de principiu din figura 1 *a*, în care $r = 500\,\Omega$; $C = 0{,}1$ μF şi $R = 22$ kΩ. Pentru aceste

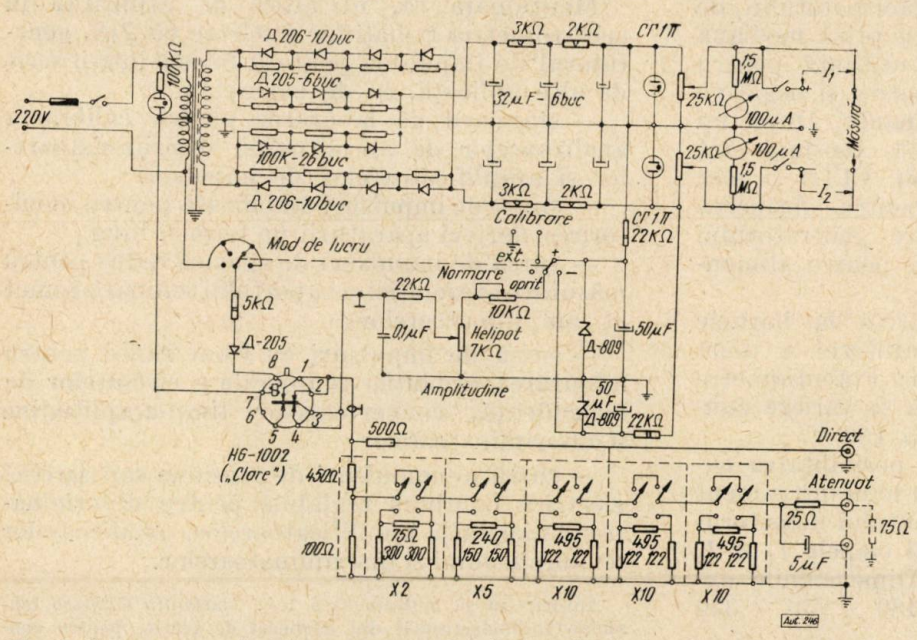



Fig. 3. Schema de principiu a generatorului de impulsuri cu releu cu mercur şi a redresorului stabilizat, realizate la IFA.

valori rezultă o constantă de timp de cădere a impulsului $rC = 50$ μs şi o constantă de timp de încărcare a condensatorului $RC = 2{,}2$ ms.

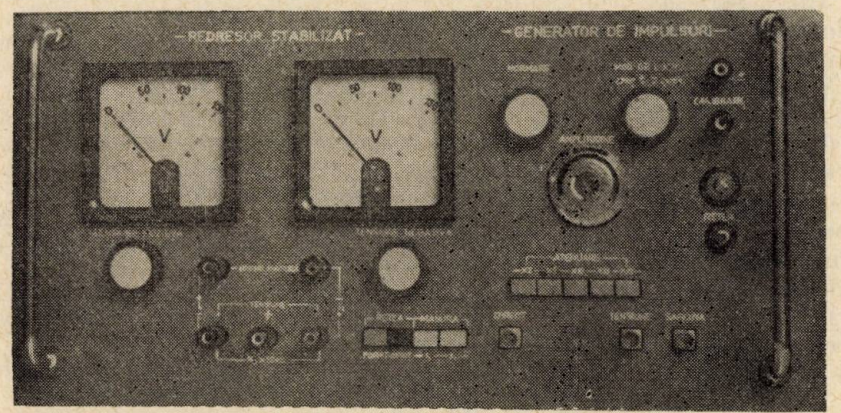



Fig. 4. Panoul frontal al aparatului realizat la IFA.

Constanta de cădere de 50 μs este suficient de mare avînd în vedere că circuitele de derivare din amplificatorul principal al spectrometrului cu *DS* au de obicei [2] constante de timp maxime de 10 μs.

Generatorul poate lucra în trei moduri. În două dintre ele se obţin la ieşire impulsuri pozitive sau impulsuri negative, utilizînd în acest scop două surse de tensiune ($E$) interne: diode Zener de tip Д — 809. În acest caz, amplitudinea maximă a impulsului de ieşire este de 8 V. Dacă este necesară o amplitudine mai mare (pînă la 100 V) sau se doreşte să se calibreze amplitudinea impulsurilor cu o sursă de tensiune etalon, se poate lucra într-un al treilea mod, „exterior", în care sursa de tensiune exterioară cu polaritate dorită se conectează la bornele „calibrare".

În fiecare din aceste moduri de lucru, amplitudinea impulsurilor poate fi reglată fin cu ajutorul unui potenţiometru elicoidal cu zece ture (realizat la IFA) şi în trepte de 2; 5; 10, cu un atenuator [8] cu celule în π, ecranat. Calculul elementelor acestui atenuator (fig. 5) se poate face uşor, pe baza următoarelor relaţii:

$$R_1 = R_0 \frac{1 - A^2}{2A}; \qquad (1)$$

$$R_2 = R_0 \frac{1 + A}{1 - A}, \qquad (2)$$

în care intervin impedanţa $R_0$ şi atenuarea $A = \text{v/V}$. Pentru $R_0 = 100\ \Omega$ şi $A = \frac{1}{2}; \frac{1}{5}; \frac{1}{10}$, s-au obţinut valorile de rezistenţe date în schema din figura 3, care s-a realizat montînd în serie şi paralel diverse rezistenţe metalizate, de valori standard.

Este de remarcat că, deşi de obicei distanţa între generatorul de impulsuri şi preamplificator este scurtă, este necesar să se lucreze adaptat [10] datorită frontului foarte rapid al impulsului. În această privinţă conectoarele de tip „BNC" nu pun nici o problemă la fronturi de nanosecunde [11].

Cu ajutorul potenţiometrului de „normare" se poate etalona helipotul direct în unităţi de energie, pentru o capacitate de cuplaj ($C_i$) cu

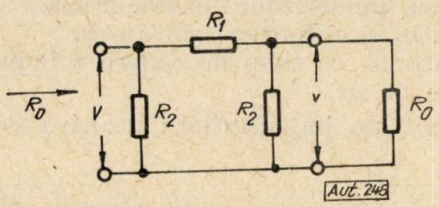



Fig. 5. Schema unei celule de atenuare în π cu o impedanţă de sarcină $R_0$.

preamplificatorul sensibil la sarcină dată, ştiind [9] că:

$$V_i\,[m\text{V}] = \frac{45{,}5\,E\,(\text{MeV})}{C_i\,(\text{pF})}. \qquad (3)$$

Înfăşurarea de excitaţie a releului cu mercur este alimentată cu un curent pulsatoriu obţinut prin redresare monoalternanţă din înfăşurarea de 110 V a primarului transformatorului de reţea. Înfăşurarea secundară cu priză mediană a acestui transformator este utilizată pentru obţinerea tensiunilor înalte pozitive şi negative prin redresarea ambelor alternanţe. După un filtraj *RC* corespunzător, aceste tensiuni sînt stabilizate cu tuburi stabilovolt СГ1П şi sînt utilizate atît în „interior' pentru obţinerea tensiunii ($E$) standard necesare generatorului de impulsuri, cît şi în exterior pentru alimentarea *DS*.

Tensiunile pozitivă şi negativă la bornele de utilizare se măsoară cu ajutorul a două instrumente de pe panou (fig. 4). Potenţiometre bobinate, de 25 kΩ, permit să se varieze continuu aceste tensiuni între 0 şi 150 V.

De asemenea, este prevăzută posibilitatea conectării comode în exterior a unui instrument sensibil pentru măsurarea curentului detectorului. În acest scop se utilizează clapele $I_1$ şi $I_2$ ale claviaturii de pe panou. Dimensiunile exterioare ale aparatului sînt 480 × 238 × 320 (format standard IFA).

## 3. Performanţe şi aplicaţii

Măsurările efectuate cu ajutorul unui analizor de amplitudini cu 400 canale tip „SA — 40" şi sincroscop Ribet-Desjardin tip „241 A" arată că s-au obţinut următoarele performanţe.

Amplitudinea maximă a impulsurilor (în mod de lucru „interior") este 8 V. Gama dinamică a atenuatorului 10 000 : 1. Numărul de diviziuni ale helipotului 100 × 10 = 1 000. Neliniaritatea helipotului este mai mică de 0,3%.

Stabilitatea amplitudinii impulsurilor :

— pe durată scurtă este mai bună ca 1/800* ;

— în decursul a opt ore de funcţionare este mai bună ca 1% (deşi nu s-a luat nici o măsură de termostatare a diodelor Zener) ;

— la variaţia tensiunii de reţea între 170 şi 250 V, amplitudinea variază cu mai puţin de 0,7%.

Zgomotul generatorului este sub 0,02% din amplitudinea impulsului.

Forma impulsurilor : exponenţială.

Frontul impulsurilor : sub 10 ns.

Constanta de timp de cădere a impulsurilor este de 50 μs.

Polaritatea impulsurilor : pozitivă sau negativă.

Pulsaţia tensiunii date de redresoarele de 150 V este sub 5 mV vîrf la vîrf (sub 0,007%).

Consumul aparatului : 35 VA ; 220 V ; 50 Hz.

Menţionăm că, în afară de utilizarea în spectrometria radiaţiilor nucleare cu *DS*, generatorul de impulsuri poate fi folosit într-o serie de alte aplicaţii, ca de exemplu:

— standard de laborator pentru calibrarea analizoarelor de amplitudini, discriminatoarelor şi amplificatoarelor de impulsuri ;

— sursă de impulsuri stabilizată pentru monitorirea derivei aparaturii pe termen lung ;

— sursă de impulsuri de zgomot redus pentru măsurarea rezoluţiei şi raportului semnal/zgomot al amplificatoarelor ;

— sursă de impulsuri cu front rapid pentru măsurarea rezoluţiei temporale a circuitelor de coincidenţă, convertoarelor timp-amplitudine şi discriminatoarelor ;

— sursă de impulsuri de tensiune sau sarcină electrică continuu reglabilă pentru determinarea liniarităţii amplificatoarelor, analizoarelor de amplitudini şi discriminatoarelor.

Autorii ţin să mulţumească tov. *Constantin Ghiţescu*, tehnician radioelectronist din atelierul de secţie, pentru construcţia îngrijită a aparatului.

* Aceasta este limita preciziei măsurării, obţinută utilizînd la analizor un prag de tăiere inferior de 50%.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Aström, B., Johansson, N. G. E., Wickenberg, G. *Recent work on instrumentation for nuclear pulse-height spectroscopy.* Nuclear electronics, IAEA, Viena, 1962, vol. 1, p. 535—541.

[2] Poenaru, D., Vîlcov, N. *Electronica asociată detectoarelor cu semiconductoare.* In : Studii şi cercetări de fizică, nr. 6, 1966, p. 655—702.

[3] Le Coroller, Y. *Étude des détecteurs épais au silicium compensé nucléairement.* Raport CEA, R 2722.

[4] Burton, G. *An exponential pulse generator.* In : Electronic engineering, nov 1965.

[5] Bannochie, J. G., Fursey, R.A.E. *Sealed contact relays.* In : J. brit. inst. radio engrs., nr 2, 1961, p. 193—199.

[6] Piguet, P. *Utilisation rationnelle des diodes Zener dans la régulation de tension.* In : Les composants électroniques, nr. 67, 1965, p. 3—11.

[7] Rignal, M. W. *A constant temperature transistor enclosure.* In : Electronic engineering, nr. 401, 1961, p. 452—453.

[8] Cartianu, Gh. *Bazele radiotehnicii*, vol. 2. Bucureşti, Ed. didac. şi pedag., 1962.

[9] Poenaru, D., Vîlcov, N. *Spectrometru α pentru surse de mică intensitate.* In : Automatica şi Electronica, nr. 3, 1967, p. 115—119.

[10] Emery, F. E., Rabson, T. A. *On the accuracy of the calibration techniques with semiconductor detectors.* In : Nuclear instruments, nr. 1, 1963, p. 171—172.

[11] Schwartz, R. B., Richardson, A. C. B. *Behaviour of coaxial cable connectors for pulses with nanosecond risetimes.* In : Nuclear instruments, nr. 83—88, 1964.

Dr. ing. A. PETRESCU

# Utilizarea elementelor logice în calculatoarele analogice

Una din tendinţele moderne ale dezvoltării tehnicii calculului o constituie crearea sistemelor hibride de calcul în care se caută a se îmbina atît calităţile calculatoarelor analogice, cît şi cele ale calculatoarelor numerice. În acest mod, sistemul hibrid se caracterizează printr-o viteză ridicată de lucru şi prin posibilităţi algoritmice foarte largi.

În general, se poate aprecia existenţa mai multor căi de realizare a sistemelor hibride [1], [2], [3], [7], [8], [9], [10].

O primă clasă de sisteme hibride o reprezintă dispozitivele de calcul analogice iterative completate cu dispozitive logice discrete, care sînt folosite pentru conducerea iteraţiilor. Într-o altă variantă de sistem hibrid, calculatorul numeric este prevăzut cu elemente analogice, care lărgesc posibilităţile dispozitivului aritmetic fiind comandate prin program şi cuplate cu calculatorul numeric prin convertoare. Ansamblul analogic este folosit ca un subprogram, ceea ce măreşte productivitatea calculatorului numeric de circa zece ori la rezolvarea unor probleme legate de modelarea unor procese tehnologice sau soluţionarea ecuaţiilor cu derivate parţiale.

Prin cuplarea unui calculator numeric cu unul analogic se poate realiza un alt tip de sistem hibrid deosebit de util pentru modelarea proceselor de conducere.

Analizoarele diferenţiale numerice reprezintă, de asemenea, sisteme hibride în care tehnica analogică şi cea numerică sînt strîns împletite, elementele de calcul funcţionînd discret, iar la interconectarea lor, pentru rezolvarea unei probleme concrete, realizîndu-se modelul structural.

În cele ce urmează se vor prezenta mai multe posibilităţi de utilizare a elementelor logice discrete la calculatoarele analogice, în scopul prelucrării suplimentare a informaţiei şi în scopul lărgirii posibilităţilor sistemului de comandă în sensul micşorării limitărilor algoritmice specifice calculatoarelor analogice.

## 1. Prelucrarea suplimentară a semnalelor continuu variabile cu ajutorul elementelor logice

Dintre elementele ansamblului logic funcţional complet ŞI, SAU, NU, deosebit de utile sînt elementele ŞI, SAU realizate cu diode şi rezistenţe.

*Elementul ŞI*

Utilizarea elementului ŞI realizat pentru logica negativă (nivelul negativ de potenţial corespunde variabilei binare 1, nivelul zero corespunde variabilei binare 0) (fig. 1) este indicată pentru efectuarea operaţiei:

$$U = max\{e_1,\ e_2 \ldots\ldots e_n\} \qquad (1)$$

simbolul max $\{e_1 \ldots e_n\}$ reprezentînd elementul cel mai mare al mulţimii $\{e_1 \ldots\ldots e_n\}$.

În adevăr, considerînd că elementul logic ŞI este alimentat de la generatoarea de tensiune * şi că lucrează pe o rezistenţă sarcină infinită — pentru cazul $i = 2$ din figura 2 rezultă că operaţia matematică realizată asupra lui $e_1$ şi $e_2$ este de forma:

$$U = \frac{1}{2}(e_1 + e_2 + |e_1 - e_2|), \qquad (2)$$

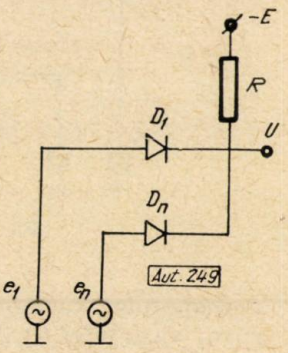



Fig. 1

ceea ce corespunde unei expresii de forma (1).

Plecînd de la relaţia evidentă:

$$max\{e_1, e_2 \ldots e_i, \ldots e_n\} = max\{e_1, max\{e_2 \ldots e_n\}\}, \qquad (3)$$

se pot stabili expresii matematice de tipul (2) şi pentru cazul mai multor variabile continue, ajungîndu-se la forme destul de complicate.

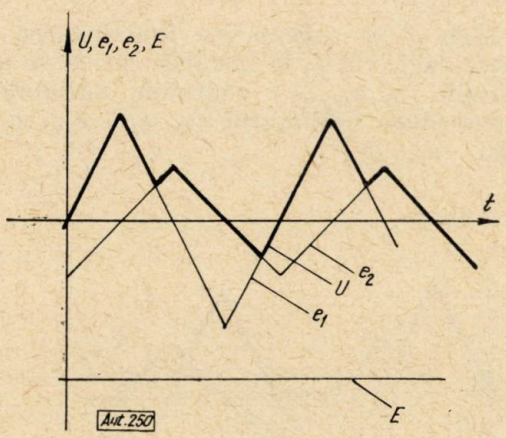



Fig. 2

Pentru funcţionarea corectă a elementului este necesar a se respecta relaţia:

$$|E| > |e_i| \qquad (i = 1 \ldots n). \qquad (4)$$

* În lucrarea de faţă nu se urmăreşte analizarea funcţionării schemelor în condiţii normale de lucru: rezistenţa internă a generatoarelor diferită de zero, rezistenţa de sarcină finită. Acestea se pot lua în considerare la calculul erorilor efectuării operaţiei (1).

Fizic, aceasta asigură polarizarea continuă a diodelor în sensul conducţiei, indiferent de amplitudinea semnalelor de intrare.

Plecînd de la elementul ŞI realizat pentru logica pozitivă (nivelul pozitiv de potenţial se introduce şi simbolul $\{e_1 \ldots . e_n\}^-$, care reprezintă elementul cel mai mic din mulţimea dată dacă cel puţin unul din elementele ei nu este pozitiv sau 0, dacă toate elementele sînt pozitive.

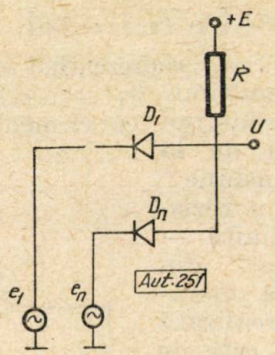



Fig. 3

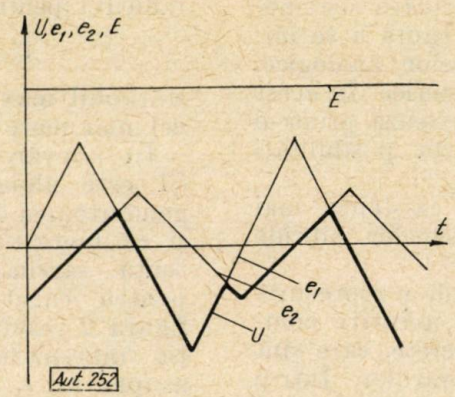



Fig. 4

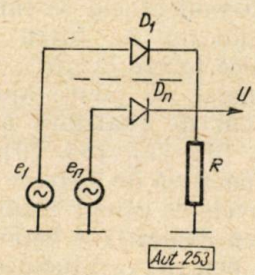



Fig. 5

corespunde variabilei binare 1, iar nivelul zero, variabilei 0) (fig. 3), se efectuează operaţia :

$$U = min\{e_1, e_2, \ldots e_i, \ldots e_n\}, \qquad (5)$$

care, pentru cazul $i = 2$, capătă forma :

$$U = \frac{1}{2}\{e_1 + e_2 - |e_1 - e_2|\}, \qquad (6)$$

reprezentată grafic în figura 4.

*Elementul SAU*

Pentru a se caracteriza funcţionarea unui element logic SAU, la intrările căruia se aplică tensiunile $e_1$, $e_2 \ldots e_n$ continuu variabile, se vor introduce simbolurile $\{e_1, e_2 \ldots e_i \ldots e_n\}^+$ şi $\{e_1, e_2 \ldots e_i \ldots e_n\}^-$.

Schema reprezentată în figura 5 realizează, conform graficului din figura 6, operaţia $\{e_1 \ldots . e_n\}^+$, iar cea din figura 7, cu graficul corespunzător din figura 8, operaţia $\{e_1 \ldots . e_n\}^-$.

Sînt evidente relaţiile :

$$\{e_1, \ldots . e_n\}^+ = max\{0, e_1 \ldots . e_n\} \qquad (7)$$

şi

$$\{e_1, \ldots . e_n\}^- = min\{0, e_1 \ldots . e_n\} \qquad (8)$$

care fac legătura între modul de funcţionare al schemelor ŞI, SAU.

Schemele examinate mai sus pot fi folosite pentru realizarea unor dependenţe corespun-

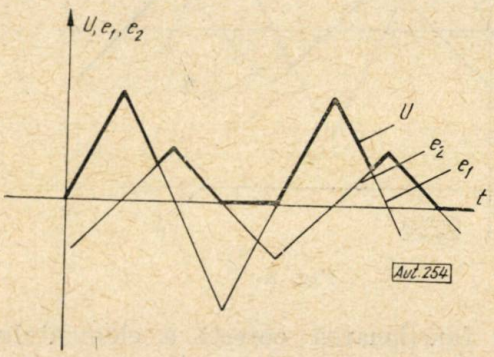



Fig. 6

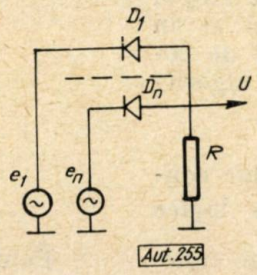



Fig. 7

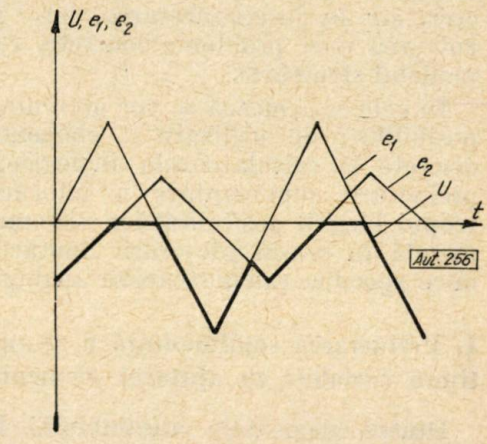



Fig. 8

Simbolul $\{e_1, e_2 \ldots . e_n\}^+$ reprezintă elementul cel mai mare al mulţimii $\{e_1 \ldots . e_n\}$ dacă cel puţin unul din elemente nu este negativ, iar dacă toate elementele sînt negative atunci simbolul reprezintă mărimea 0. În mod similar

zătoare în cazul modelării unor sisteme de reglare automată avînd mai multe mărimi de ieşire, reglarea efectuîndu-se după valoarea celei mai mari sau celei mai mici, sau diverse combinaţii de minim, maxim ale acestor mărimi.

În figura 9 este reprezentată o schemă care realizează operaţia :

$$min\{max(e_{11}, e_{12}\ldots e_{14}), max(e_{21}, e_{22}\ldots e_{2n})\}. \quad (9)$$

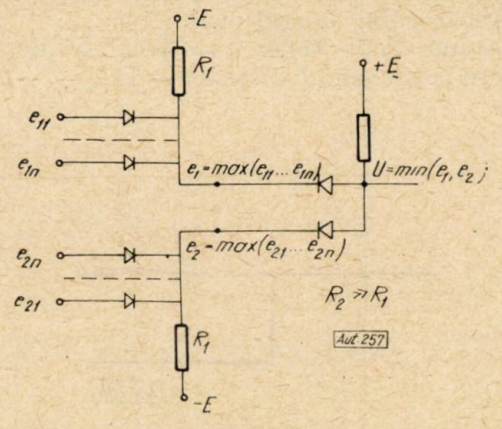



Fig. 9

## 2. Generarea de funcţii

La modelarea sistemelor fizice adesea, pentru reproducerea funcţiilor perturbatoare, se folosesc metode avînd la bază diverse dispozitive de tip electromecanic, fotoelectromecanic, osciloscoape cu mască, sintetizoare de armonici, dispozitive electronice cu elemente neliniare, modele realizate cu amplificatoare operaţionale ale unor ecuaţii diferenţiale ale căror soluţii reprezintă funcţiile căutate etc.

Plecînd de la elementele logice ŞI, SAU constituite din rezistenţe şi diode şi de la graficul funcţiei care trebuie reprodusă, se poate face o sinteză pe porţiuni a acesteia, dacă porţiunile respective reprezintă soluţii ale unor ecuaţii ce pot fi modelate în calculatorul analogic.

Evident, stabilirea ecuaţiei a cărei soluţie aproximează, pe o porţiune dată, funcţia căutată, ridică unele probleme care însă, principial,

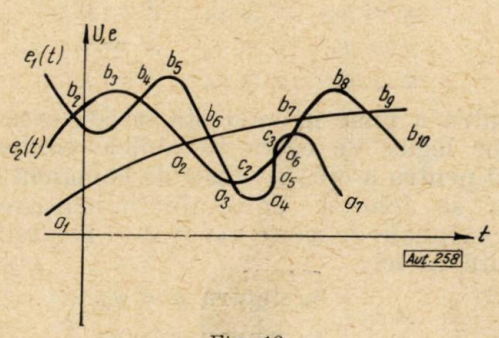



Fig. 10

nu prezintă mari dificultăţi în limita erorilor uzuale ale calculatoarelor analogice.

În figura 10 se arată cum plecînd de la funcţiile $e_1 = e_1(t)$, $e_2 = e_2(t)$, $e_3 = e_3(t)$, care reprezintă soluţiile unor ecuaţii ce pot fi modelate pe calculator, prin selectare cu ajutorul schemelor logice se pot realiza funcţiile :

$M_1 = min\{e_1, e_2, e_3\}$ — ecuaţia curbei :
$a_1a_2a_3a_4a_5a_6$ ;

$M_2 = max\{e_1, e_2, e_3\}$ — ecuaţia curbei :
$b_1b_2b_3b_4b_5b_6b_7b_8b_9b_{10}$ ;

$M_3 = max\{e_2, min(e_1, e_3)\}$ — ecuaţia curbei :
$c_1b_2b_3b_4a_2b_6a_3c_2a_5c_3a_6b_7b_8b_9b_{10}$.

## 3. Utilizarea elementelor logice în sistemul de comandă

În cele ce urmează se vor examina în special aplicaţiile elementelor logice în lărgirea posibilităţilor sistemului de comandă al calculatoarelor analogice lente.

Este cunoscut faptul că pe lîngă operaţiile matematice ca însumarea algebrică, integrarea, diferenţierea, înmulţirea cu o constantă, înmulţirea şi împărţirea a două funcţii, dependente matematice neliniare, în calculatoarele analogice adesea sînt necesare şi operaţii cu caracter logic [6], [7], [9]. Dintre operaţiile cu caracter logic [10] se pot aminti :

a) Generarea semnalului de comandă. Semnalul de comandă se generează cînd suma mai multor mărimi $e_1$, $e_2\ldots e_n$ a atins o valoare apriori dată.

b) Generarea semnalului de avertizare. În cazul generării unui asemenea semnal, timpul de anticipare în raport cu semnalul de comandă poate fi o mărime variabilă şi poate depinde de alte mărimi variabile.

c) Modificarea scării. Dacă una din mărimile aplicate din exterior (de exemplu, de la o instalaţie tehnologică) variază în limite foarte mari sau dacă o altă mărime ce se calculează în limite foarte largi, apare necesitatea modificării automate a scării pentru a păstra precizia de calcul şi în cazul valorilor mici ale mărimii respective.

d) Introducerea corecţiei. Operînd cu dependente matematice complicate în scopul simplificării schemelor de calcul, se elimină influenţa unor variabile independente, ceea ce asigură pentru cazurile cele mai frecvente o precizie suficientă. În momentul cînd aceste variabile ating o valoare importantă, este necesar a introduce în mod automat corecţiile respective.

e) Comutarea pe memorie. Comutarea elementelor operaţionale (integratoare) în regim de memorie se poate face fie după un anumit interval de timp stabilit anterior, fie în cazul realizării anumitor condiţii impuse în legătură cu evoluţia soluţiilor (cazul a) în scopul efectuării măsurărilor sau modificării unor parametri.

f) Introducerea automată a unor blocuri de rezervă şi generarea semnalelor de avarie. În scopul măririi siguranţei în funcţionare a ansamblului de calcul sînt prevăzute scheme de pro-

tecţie care generează semnale de avarie în cazul existenţei unui indiciu de avarie şi, în mod automat, conectează blocul de rezervă.

g) Modificarea structurii ansamblului de calcul în funcţie de valoarea curentă a variabilelor dependente.

Pentru sesizarea îndeplinirii condiţiilor logice mai sus enunţate este necesară folosirea discriminatoarelor. Discriminatorul reprezintă în esenţă un dispozitiv de comparare cu mai multe intrări şi o ieşire, a cărui funcţionare este caracterizată prin existenţa a două valori posibile ale ieşirii, funcţie de îndeplinirea sau neîndeplinirea unor relaţii matematice între mărimile de intrare.

Discriminatorul, din punctul de vedere al logicii matematice, realizează reprezentarea mulţimii $\mathfrak{M}_1$, căreia îi aparţin semnalele de la intrare, pe mulţimea bivalentă $\mathfrak{M}_2$, al cărei element este semnalul de la ieşire, cele două mulţimi fiind complet diferite. Funcţia logică realizată de discriminator este o funcţie neomogenă şi se numeşte predicat.

În calculul cu predicate, în afară de operaţiile cunoscute ale algebrei propoziţionale, se mai folosesc operaţii ce exprimă aserţiuni existenţiale şi universale : cuantificatorul universal şi cuantificatorul existenţial [12]. Pornind de la calculul cu predicate se poate descrie logic funcţionarea schemelor ce conţin discriminatoare şi elemente logice ce realizează funcţii omogene.

Schema unui discriminator este prezentată în figura 11, iar variaţia tensiunii de ieşire $U$ în funcţie de valoarea şi polaritatea lui $e_1$, în figura 12.

Amplificatorul operaţional $A$ are în reacţie o diodă Zener care conduce în mod obişnuit atît timp cît se realizează condiţia :

$$e_1 - \varepsilon \leqslant 0, \tag{10}$$

prezentînd o rezistenţă de ordinul zecilor de ohmi, ceea ce face ca tensiunea la ieşire $U$ să fie zero.*

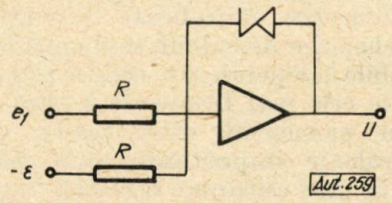



Fig. 11

În cazul cînd are loc relaţia :

$$e_1 - \varepsilon > 0, \tag{11}$$

dioda va lucra în regiunea Zener, tensiunea la ieşirea amplificatorului luînd valoarea egală cu tensiunea de străpungere a diodei ($-U_0$). Basculare a ieşirii amplificatorului de la valoarea 0 la valoarea $-U_0$ se face pentru o depăşire foarte mică a tensiunii de către $e_1$, datorită coeficientului de amplificare foarte ridicat ($k = 10^5$) al amplificatorului operaţional.

Folosind diode Zener cu o tensiune de străpungere în domeniul valorilor $-11{,}8 \div -24$ V,

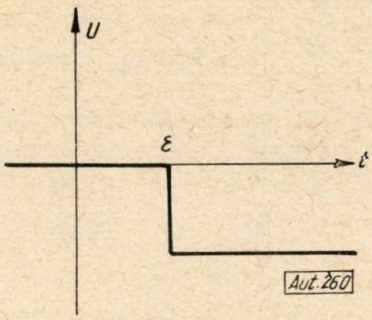



Fig. 12

semnalele obţinute la ieşirea discriminatorului se pot utiliza pentru comanda intrărilor elementelor din sistemul de comutaţie statică UNILOG.

## 4. Exemple de aplicaţii

1. Să presupunem că pe baza unei expresii aproximative se calculează funcţia $F$, în care influenţa variabilelor $y$ şi $z$ este neglijată atît timp cît ele sînt mai mici decît valorile $y_0$ şi respectiv $z_0$. În momentul cînd $y$ şi $z$ depăşesc valorile de prag $y \geqslant y_0$ şi $z \geqslant z_0$, automat la rezultat trebuie să se adauge corecţia :

$$F = f(x, y, z). \tag{12}$$

Notînd cu $P$ variabila binară de la ieşirea schemei logice şi făcînd convenţia $P = 1$ — se însumează corecţia, $P = 0$ — nu se ia în considerare corecţia, se pot scrie condiţiile logice ale problemei :

$$\begin{array}{lll} y < y_0 & z < z_0 & P = 0 \\ y < y_0 & z \geqslant z_0 & P = 0 \\ y \geqslant y_0 & z < z_0 & P = 0 \\ y \geqslant y_0 & z \geqslant z_0 & P = 1 \end{array} \tag{13}$$

Pentru a pune în evidenţă satisfacerea condiţiilor logice de către variabilele continue $y$ şi $z$ şi pentru a crea semnale de comandă bivalente, se folosesc două discriminatoare ale căror semnale de ieşire vor fi $A$ şi respectiv $B$ definite astfel :

$$A = \begin{cases} 0, \text{ pentru } y < y_0, \\ 1, \text{ pentru } y \geqslant y_0. \end{cases} \tag{14}$$

$$B = \begin{cases} 0, \text{ pentru } z < z_0, \\ 1, \text{ pentru } z \geqslant z_0. \end{cases} \tag{15}$$

Se vede uşor că schema trebuie să realizeze produsul logic :

$$P = A \,.\, B. \tag{16}$$

* În cazul $e_1 - \varepsilon = 0$, prin diodă nu trece curent, tensiunea la ieşirea discriminatorului fiind 0.

În schema prezentată în figura 13 s-a figurat modul de introducere a corecţiei $F$ cu ajutorul releului $R$, comandat de amplificatorul de putere $A$, care face parte tot din sistemul UNILOG.

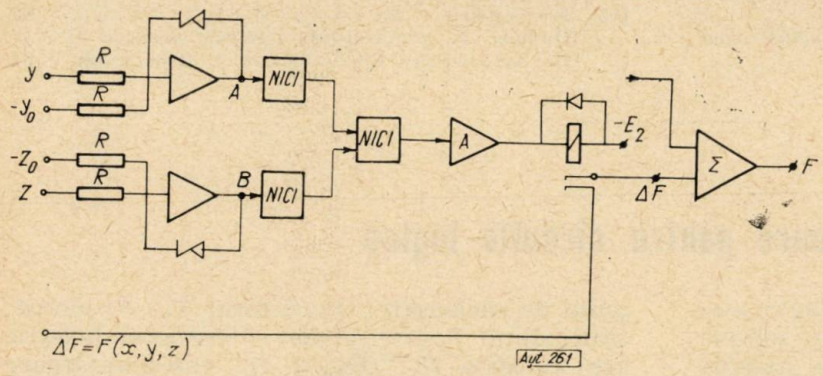



Fig. 13

Este evident faptul că pentru realizarea funcţiei logice (16), în locul celor trei elemente NICI se putea folosi un ŞI pasiv [11].

2. Admitem că, urmărind evoluţia a două mărimi $(x, y)$ ce caracterizează obiectul modelat,

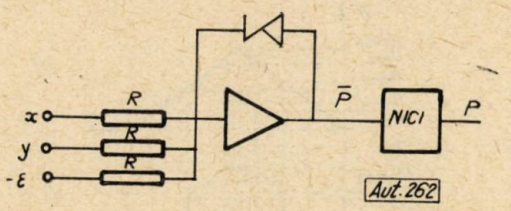



Fig. 14

se impune generarea unui semnal de comandă $P$, în cazul cînd suma celor două mărimi este mai mică decît o valoare $\varepsilon$ impusă.

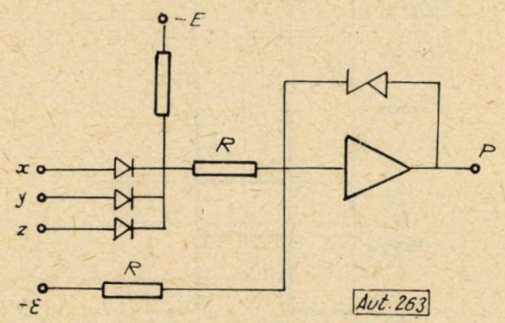



Fig. 15

Condiţiile logice sînt următoarele :

$$\begin{aligned} x + y < \varepsilon, \quad & P = 1, \\ x + y \geqslant \varepsilon, \quad & P = 0. \end{aligned} \tag{17}$$

Schema care realizează această funcţie va conţine un discriminator cu trei intrări $x$, $y$, $\varepsilon$, ca în figura 14, şi un element NICI care lucrează ca element de negare (NON).

3. Combinînd schemele ce efectuează operaţii max $(x, y, z)$ şi min $(x, y, z)$ cu discriminatoare, se pot genera (fig. 15) semnale binare în funcţie de realizarea unei condiţii de tipul următor :

$$P = \begin{cases} 0, \text{ dacă } \max\ (x, y, z) < \varepsilon, \\ 1, \text{ dacă } \max\ (x, y, z) \geqslant \varepsilon. \end{cases} \tag{18}$$

## 5. Concluzii

În comparaţie cu metoda propusă în [6] de realizare a funcţiilor logice cu ajutorul amplificatoarelor operaţionale, utilizarea elementelor din sistemul UNILOG este mult mai avantajoasă, dat fiind faptul că elementele NICI sînt mai ieftine decît amplificatoarele operaţionale. În plus, realizarea discriminatoarelor cu ajutorul discriminatoarelor operaţionale avînd în reacţie diode polarizate [6], reprezintă o soluţie mai greoaie decît cea care utilizează diode Zener în acelaşi scop.

Practic, elementele logice, conform celor arătate mai sus, sînt utilizate în calculatorul analogic MAC—1 [13]. În afara modulelor ce conţin elemente care realizează operaţiile max şi min este folosit un ansamblu de elemente UNILOG format din : 27 elemente NICI, 9 elemente TIMP, 8 elemente bistabile şi 11 amplificatoare de putere.

Discriminatoarele constau în amplificatoare operaţionale cu cinci intrări (două de 100 kΩ şi trei de 1 MΩ), avînd în reacţie două diode Zener (DZ—309) legate în serie, ceea ce asigură o tensiune de străpungere de 17 — 18 V, suficientă pentru atacarea intrărilor elementelor NICI.

Cu ajutorul discriminatoarelor şi al elementelor logice s-au putut modela caracteristicile neliniare ale unor elemente hidraulice întîlnite în sistemele de reglare automate prin selecţie pe cale logică şi au fost generate diverse funcţii neliniare.

Este de subliniat faptul că utilizarea discriminatoarelor, a elementelor logice în combinaţie cu acestea, pentru generarea semnalelor de comandă şi pentru prelucrarea suplimentară a semnalelor electrice din calculatoarele analogice, lărgeşte într-o măsură importantă limitele acestor dispozitive de calcul.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Hagan, Th. G. *Hybrid computation.* In: Datamation, nr. 10, 1965, p. 24—28.
[2] *Vicislitelnaia tehnika v upravlenii.* Moscova, 1966.
[3] Tomovic, R., Karplus, W. J. *High-speed analog computers.* New York, 1962.
[4] Beckenbach, E., Bellman, R. *An introduction to inequalities.* New York, 1961.
[5] *Kibernetika i tehnika vicislenii.* Kiev, 1964.
[6] Lewis, C. D. *Relay switching analogue logic circuits,* In: Electron. engng., nr. 461, 1966.

[7] Uşakov, V. B. *Elektronaia nelineinaia analogovaia vicislitelnaia maşina MN-14.* Moscova, 1965.
[8] Nikolaev, N. S., Kozlov, E. S., Polgaridis, N. P. *Analogovaia matematiceskaia maşina USM-1.*
[9] Hyskey, H. D., Korn, G. A. *Computer handbook, analog computers.* New York, 1962.
[10] Konstantinovski, M. I. *Malogabaritnie analogovie vicisliteli.* Moscova, 1966.
[11] Argintaru, I., Lungu, C. *Elementele pentru scheme de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.* In: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 206—212.
[12] Novikov, P. S. *Elemente de logică matematică.* Bucureşti, 1966.
[13] Petrescu, A., Şipoş, I., Guran, M., Dimo, P. *Calculatorul electronic analogic MAC-1.* In: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1966, p. 160—164.

Ing. M. PORŢEANU

# Triggere Schmitt cu transistoare pentru circuite logice

În schemele cu circuite logice cu transistoare un loc important îl ocupă şi circuitele care servesc la formarea semnalelor logice. Dintre acestea se remarcă în mod deosebit triggerul Schmitt. Ne vom referi în cele ce urmează la triggerul Schmitt cu transistoare în două cazuri de funcţionare, şi anume fără polarizare suplimentară şi cu polarizare suplimentară. S-a renunţat la descrierea funcţionării întrucît aceasta este prezentată foarte amănunţit în lucrările de specialitate [1], [2].

## 1. Triggerul Schmitt cu transistoare cu o singură tensiune de comandă şi fără polarizare suplimentară [3]

Schema acestui trigger este prezentată în figura 1, transistoarele fiind de tipul pnp. Prin $U$ se notează tensiunea negativă de intrare, numită şi de comandă, care poate să fie variabilă sau fixă, cu $U_{c_2}$ — tensiunea de ieşire, cu $E_c$ — tensiunea de alimentare, iar prin $R_G$ — rezistenţa sursei de semnal.

Aplicînd la intrare o tensiune triunghiulară ce variază în intervalul $0 \div U_{max} \div 0$ (fig. 2 *a*),

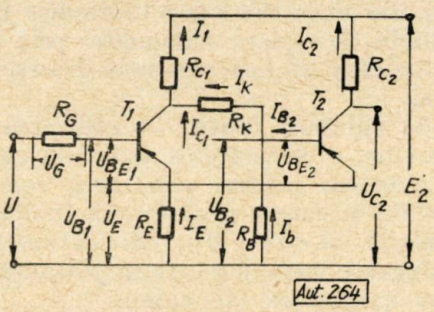



Fig. 1. Triggerul Schmitt cu transistoare pnp cu tensiune de comandă negativă, fără polarizare suplimentară.

curenţii de colector $I_{C_1}$ şi $I_{C_2}$ ai transistoarelor $T_1$ şi $T_2$, cît şi curentul comun de emitor $I_E$, variază după cum se arată în figura 2*b*, 2*d*, respectiv 2 *c*.

Dacă tensiunea negativă de intrare este mai mică decît $U_{ancl}$, tensiune ce corespunde pragului de anclanşare, transistorul $T_1$ este blocat, transistorul $T_2$ este saturat şi tensiunea de ieşire are valoarea $U_{C_{2_0}}$ (fig. 2 *e*), corespunzătoare semnalului logic 0. Curentul de colector al transistorului $T_2$ este maxim, $I_{C_2} = I_{C_{2\,max}}$ (fig. 2 *d*).

Cînd tensiunea negativă de intrare creşte astfel încît devine egală sau mai mare decît $U_{ancl}$, transistorul $T_1$ devine saturat, transistorul $T_2$ se blochează şi tensiunea de ieşire are valoarea $U_{C_{2_1}}$, corespunzătoare semnalului logic 1.

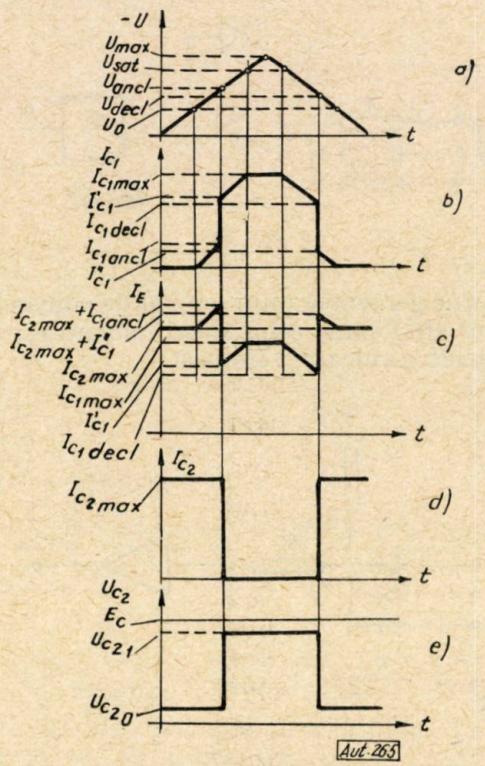



Fig. 2. Comportarea triggerului Schmitt reprezentat în figura 1 la comanda cu o tensiune negativă triunghiulară: *a* — tensiunea de comandă (intrare) negativă; *b* — curentul de colector $I_{C_1}$ al transistorului $T_1$; *c* — curentul comun de emitor $I_E$ al celor două transistoare; *d* — curentul de colector $I_{C_2}$ al transistorului $T_2$; *e* — tensiunea de ieşire $U_{C_2}$.

Cu semnalele logice 0 şi 1 astfel obţinute, triggerul Schmitt cu transistoare poate ataca circuite logice de tipul NICI, ŞI, SAU etc.

După cum se observă, funcţionarea are loc pentru o tensiune negativă de comandă. Dacă

transistoarele sînt de tipul npn, tensiunea de comandă este pozitivă.

*Condiţiile pentru obţinerea semnalului logic 0 la ieşire*

După cum s-a arătat, semnalul logic 0 la ieşire corespunde tensiunii $U_{C_{2_0}}$ şi se obţine atunci cînd transistorul $T_1$ este blocat, iar transistorul $T_2$ este saturat. Saturarea transistorului $T_2$ este sigură atîta timp cît :

$$I_{B_2} > \frac{I_{C_2\,max}}{B_2}. \tag{1}$$

Considerînd :

$$I_{C_2\,max} = \frac{E - U_{CEO_2}}{R_{C_2} + R_E}; \tag{2}$$

$$I_{B_2} = I_K - I_b; \tag{3}$$

$$I_1 = I_{C_1} + I_K = \frac{E_C - U_{B_2}}{R_{C_1} + R_K}; \tag{4}$$

$$I_b = \frac{U_{B_2}}{R_B}; \tag{5}$$

$$U_{B_2} = U_\gamma + U_{BE_2}; \tag{6}$$

$$U_{B_1} = U_E + U_{BE_1}; \tag{6'}$$

$$U_E = R_E I_E; \tag{7}$$

$$I_E = I_{C_1} + I_{C_2}, \tag{8}$$

şi ţinînd cont că transistorul $T_1$ este blocat ($I_{C_1} = 0$), rezultă relaţia de dimensionare a rezistenţei de bază $R_B$, astfel încît transistorul $T_2$ să fie sigur saturat :

$$R_B > \frac{(R_{C_1} + R_K)\left[R_E + \frac{U_{BE_2}}{E_C}(R_{C_2} + R_E)\right]}{R_{C_2} - \frac{R_{C_1} + R_K}{B_2} - \frac{U_{BE_2}}{E_C}(R_{C_2} + R_E)}. \tag{9}$$

Impunînd condiţia ca rezistenţa $R_B$ să fie pozitivă, rezultă relaţiile :

$$R_E < \frac{\left(1 - \frac{U_{BE_2}}{E_C}\right) R_{C_2} - \frac{R_{C_1} + R_K}{B_2}}{\frac{U_{BE_2}}{E_C}}; \tag{10}$$

$$R_K < \left(1 - \frac{U_{BE_2}}{E_C}\right) B_2 R_{C_2} - R_{C_1}; \tag{11}$$

$$R_{C_1} < \left(1 - \frac{U_{BE_2}}{E_C}\right) B_2 R_{C_2}. \tag{12}$$

Pentru ca transistorul $T_1$ să rămînă blocat, este necesar să avem :

$$U \leqq U_{E\,max}. \tag{13}$$

Considerînd şi influenţa lui $I_{CBO_1}$ care produce o cădere de tensiune pe rezistenţa $R_G$, putem scrie :

$$I_{CBO_1} R_G < I_{C_2\,max} R_E. \tag{14}$$

Tensiunea de intrare pentru care transistorul $T_1$ rămîne blocat este :

$$U_0 \leqq \frac{E_C R_E}{R_{C_2} + R_E}. \tag{15}$$

În absenţa tensiunii de comandă $U = 0$ trebuie respectată condiţia :

$$I_{CBO_1} R_G \leqq \frac{E_C R_E}{R_{C_2} + R_E}. \tag{16}$$

*Condiţiile pentru obţinerea semnului logic 1 la ieşire*

Semnalul logic 1 la ieşire corespunde tensiunii $U_{C_{2_1}}$ şi se obţine atunci cînd transistorul $T_1$ este saturat, iar transistorul $T_2$ este blocat.

Pentru ca saturarea transistorului $T_1$ să fie sigură trebuie ca :

$$I_{B_1} \geqq \frac{I_{C_1\,max}}{B_1}. \tag{17}$$

Considerînd :

$$I_{C_1\,max} = \frac{E_C - U_{CEO_1}}{R_{C_1} + R_E} \tag{18}$$

şi

$$I_{B_1} = \frac{U_G}{R_G} = \frac{U - U_{BE_1} - U_E}{R_G}, \tag{19}$$

se obţine tensiunea de intrare necesară pentru saturarea transistorului $T_1$ :

$$U_{Sat} \geqq U_{BE_1} + \frac{E_C - U_{CEO_1}}{R_{C_1} + R_E}\left(\frac{R_G}{B_1} + R_E\right). \tag{20}$$

Transistorul $T_2$ este sigur blocat dacă :

$$U_{B_2} \leqq U_E. \tag{21}$$

Ţinînd cont că :

$$U_{C_1} = U_E + U_{CEO_1} \tag{22}$$

$$U_{C_1} = I_K R_K + I_b R_B \tag{23}$$

$$I_b = I_K + I_{CBO_2} \tag{24}$$

şi de relaţiile (7), (8) , obţinem :

$$R_K \geqq \frac{R_B U_{CEO_1}(R_{C_1} + R_E)}{R_E(E_C - U_{CEO_1}) - R_B I_{CBO_2}(R_{C_1} + R_E)}. \tag{25}$$

Din condiţia ca rezistenţa $R_K$ să fie pozitivă rezultă :

$$R_B < \frac{(E_C - U_{CEO_1}) R_E}{I_{CBO_2}(R_{C_1} + R_E)}. \tag{26}$$

*Condiţiile de trigger*

Dacă transistorul $T_1$ este blocat şi transistorul $T_2$ este saturat, pentru ca triggerul să treacă uşor în starea de anclanşare sau, cum se mai spune, să basculeze, la o creştere mică a curentului $I_{C_1}$ trebuie să corespundă o scădere importantă a curentului $I_{C_2}$, şi viceversa, cînd triggerul este anclanşat şi declanşează, adică :

$$\frac{dI_{C_2}}{dI_{C_1}} \leqq -1 . \tag{27}$$

Considerînd şi influenţa rezistenţei $R_G$ a sursei de semnal, această condiţie impune ca scăderea căderii de tensiune $dU_E$, produsă de variaţia curentului $I_E$, să fie mai mare decît creşterea căderii de tensiune pe rezistenţa $R_G$, deci :

$$\frac{dU_E}{dU_G} \leqq -1 . \tag{28}$$

Se exprimă tensiunea $U_E$ în funcţie de tensiunea $U_G$. Pentru aceasta se scriu curenţii $I_{C_1}$ şi $I_{C_2}$ în funcţie de tensiunea $U_G$.

Ştiind că :

$$I_{C_1} = (1 + B_1)\, I_{B_1} \approx B_1\, I_{B_1}, \text{ deoarece } B_1 \gg 1, \tag{29}$$

şi folosind relaţia (19), rezultă :

$$I_{C_1} = B_1 \frac{U_G}{R_G} . \tag{30}$$

Din relaţiile (3), (4), (5), (6), (30) şi relaţia :

$$E_C = I_1 R_{C_1} + I_K R_K + I_b R_B \tag{31}$$

se obţine $I_{C_2}$ în funcţie de tensiune $U_G$ :

$$I_{C_2} = B_2 \left[ \frac{R_G (E_C - U_E - U_{BE_2}) - B_1 R_{C_1} U_G}{(R_{C_1} + R_K) R_G} - \frac{U_E + U_{BE_2}}{R_B} \right] . \tag{32}$$

Folosind relaţiile (7), (8), (28), (30) şi (32), obţinem relaţia pentru dimensionarea rezistenţei $R_G$ care reprezintă şi limita superioară a acesteia :

$$R_G \leqq \frac{B_1 R_B R_E [R_{C_1} (B_2 - 1) - R_K]}{B_2 R_E (R_{C_1} + R_K + R_B) + R_B (R_{C_1} + R_K)} . \tag{33}$$

Rezistenţa $R_G$ rezultă pozitivă numai dacă :

$$R_K \leqq R_{C_1} (B_2 - 1) \approx R_{C_1} B_2, \text{ deoarece } B_2 \gg 1. \tag{34}$$

Dacă se cunoaşte $R_G$, din relaţia (33) obţinem :

$$R_E \geqq \frac{R_B R_G (R_{C_1} + R_K)}{B_1 R_B [R_{C_1} (B_2 - 1) - R_K] - B_2 R_G (R_{C_1} + R_K + R_B)} . \tag{35}$$

Pentru ca rezistenţa $R_E$ să fie pozitivă, este necesar ca $R_G$ să aibă valoarea :

$$R_G < \frac{B_1 R_B [R_{C_1} (B_2 - 1) - R_K]}{B_2 (R_{C_1} + R_K + R_B)} . \tag{36}$$

Prin scrierea sub altă formă a relaţiei (9) obţinem o altă posibilitate pentru dimensionarea rezistenţei $R_E$ :

$$R_E < \frac{E_C R_B \left( R_{C_2} - \frac{R_{C_1} + R_K}{B_2} \right) - U_{BE_2} R_{C_2} (R_{C_1} + R_K + R_B)}{E_C (R_{C_1} + R_K) + U_{BE_2} (R_{C_1} + R_K + R_B)} , \tag{37}$$

din care rezultă :

$$R_B > \frac{\frac{U_{BE_2}}{E_C} (R_{C_1} + R_K) R_{C_2}}{R_{C_2} - \frac{R_{C_1} + R_K}{B_2} - \frac{U_{BE_2}}{E_C} R_{C_2}} \tag{38}$$

şi relaţiile (11) şi (12).

*Tensiunea şi curentul de anclanşare*

La anclanşare, curentul de colector al transistorului $T_1$ este $I_{C_1\,ancl}$, iar transistorul $T_2$ rămîne saturat, adică $I_{C_2} = I_{C_2\,max}$. Prin rezistenţa $R_E$ circulă suma celor doi curenţi, care produce căderea de tensiune :

$$U_{E\,ancl} = (I_{C_1\,ancl} + I_{C_2\,max})\, R_E . \tag{39}$$

Tensiunea de anclanşare este :

$$U_{ancl} = U_{BE_1} + R_E \frac{E_C - U_{CEO_2}}{R_{C_2} + R_E} + I_{C_1\,ancl} \left( R_E + \frac{R_G}{B_1} \right) . \tag{40}$$

Din relaţiile (30) şi (32) se obţine $I_{C_2}$ în funcţie de $I_{C_1}$. Înlocuind $I_{C_1} = I_{C_1\,ancl}$ şi $I_{C_2} = I_{C_2\,max}$, rezultă curentul de anclanşare :

$$I_{C_1\,ancl} = \frac{E_C R_B - U_{BE_2} (R_{C_1} + R_K + R_B) - \frac{E_C - U_{CEO_2}}{R_{C_2} + R_E} \left[ R_E (R_{C_1} + R_K + R_B) + \frac{R_B}{B_2} (R_{C_1} + R_K) \right]}{R_E (R_{C_1} + R_K + R_B) + R_{C_1} R_B} . \tag{41}$$

*Tensiunea şi curentul de declanşare*

În timpul declanşării, prin transistorul $T_1$ circulă curentul $I_{C_1\,decl}$, iar transistorul $T_2$ este blocat. Rezultă deci că pe rezistenţa $R_E$ se produce căderea de tensiune:

$$U_{E\,decl} = I_{C_1\,decl} R_E . \tag{42}$$

Tensiunea de declanşare este :

$$U_{decl} = U_{BE_1} + I_{C_1\,decl} \left( R_E + \frac{R_G}{B_1} \right) . \tag{43}$$

Cu ajutorul relaţiilor (16), (29), (30) şi (32) se obţine curentul de declanşare :

$$I_{C_1\,decl} = \frac{E_C R_B - U_{BE_2}(R_{C_1} + R_K + R_B)}{R_E(R_{C_1} + R_K + R_B) + R_{C_1} R_B}. \quad (44)$$

*Histerezisul triggerului Schmitt cu transistoare fără polarizare suplimentară*

La triggerul Schmitt ideal, tensiunea de anclanşare este egală cu cea de declanşare. Triggerul Schmitt real funcţionează însă cu tensiuni de anclanşare şi declanşare diferite una de alta printr-o mărime numită histerezis, notată cu :

$$\Delta U_h = U_{ancl} - U_{decl}. \quad (45)$$

Utilizînd relaţiile (40), (41), (43) şi (44), obţinem expresia generală a histerezisului triggerului Schmitt cu transistoare fără polarizare suplimentară :

$$\Delta U_h = \frac{E_C}{R_{C_2} + R_E} \cdot \frac{R_E\left\{\frac{R_B}{B_2}\left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right] - \frac{R_G}{B_1}(R_{C_1} + R_K + R_B)\right\} - \frac{R_G R_B}{B_1 B_2}(R_{C_1} + R_K)}{R_E(R_{C_1} + R_K + R_B) + R_{C_1} R_B}. \quad (46)$$

Din relaţia (46) se observă că histerezisul este cu atît mai mare cu cît rezistenţa comună de emitor $R_E$, rezistenţa sursei de semnal $R_G$ şi factorii de amplificare statică în curent $B_1$, $B_2$ sînt mai mari, crescînd proporţional cu creşterea acestora. Considerînd dependenţa histerezisului numai cu cîte una din aceste mărimi, se pot găsi valorile $R_E$, $R_G$, respectiv $B_1$, $B_2$, pentru care histerezisul este nul.

De obicei, pentru obţinerea unui histerezis cît mai redus se acţionează asupra lui $R_E$. Impunînd în acest caz condiţia ca histerezisul să fie nul, se obţine :

$$R_{E_{min}} = \frac{R_G R_B(R_{C_1} + R_K)}{B_1 R_B[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K] - R_G B_2(R_{C_1} + R_K + R_B)}. \quad (47)$$

*Semnalele de ieşire ale triggerului Schmitt cu ransistoare fără polarizare suplimentară*

La triggerul Schmitt, transistorul $T_2$ are două stări stabile : blocat şi saturat. Dacă triggerul Schmitt este întrebuinţat pentru transformarea unui semnal de formă oarecare într-un semnal logic, tensiunea de ieşire trebuie să aibă valorile $U_{C_{2_0}}$ şi $U_{C_{2_1}}$, corespunzătoare semnalelor logice 0, respectiv 1.

Pentru triggerul Schmitt la care ne referim, atunci cînd transistorul $T_2$ este saturat, la ieşire se obţine tensiunea $U_{C_{2_0}}$, iar cînd este blocat, tensiunea $U_{C_{2_1}}$.

Dacă triggerul Schmitt nu are conectată nici o sarcină la ieşire, prin transistorul $T_2$ circulă curentul $I_{CBO_2}$ şi tensiunea de ieşire va fi :

$$U_{C_{2_1}} = E_C - I_{CBO_2} R_{C_2} \quad (48)$$

corespunzătoare semnalului logic 1.

Semnalul logic 0 se obţine atunci cînd prin rezistenţa de emitor circulă curentul maxim, adică :

$$U_{C_{2_0\,max}} = R_E(I_{C_1\,ancl} + I_{C_2\,max}). \quad (49).$$

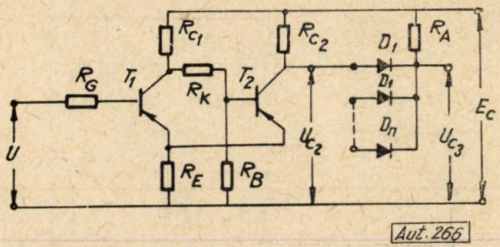



Fig. 3. Conectarea unui circuit pasiv ŞI la triggerul Schmitt reprezentat în figura 1.

Pentru dimensionarea iniţială se consideră :

$$U_{C_{2_0}} = I_{C_2\,max} R_E = \frac{E_C - U_{CEO_2}}{R_{C_2} + R_E} R_E. \quad (49')$$

Cînd triggerul Schmitt are conectat la ieşire un circuit pasiv ŞI (fig. 3), tensiunea de ieşire corespunzătoare semnalului logic 1 este dată de relaţia (48), iar pentru semnalul logic 0 avem :

$$U_{C_{2_0\,max}} = R_E\left(I_{C_1\,ancl} + \frac{E_C}{\frac{R_{C_2} R_A}{R_{C_2} + R_A} + R_E}\right). \quad (50)$$

Dacă la ieşirea triggerului Schmitt se conectează un circuit activ SAU-NU (NICI) (fig. 4),

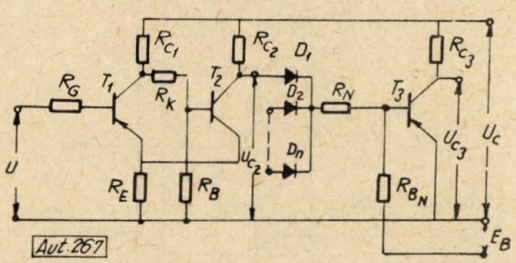



Fig. 4. Conectarea unui circuit activ SAU-NU (NICI) la triggerul Schmitt reprezentat în figura 1.

tensiunea de ieşire corespunzătoare semnalului logic 0 este dată de relaţia (49), considerînd $I_{C_1\,ancl} = 0$ (relaţia (49')), iar cea corespunzătoare semnalului logic 1, de relaţia :

$$U_{C_{2_1}} = E_C - R_{C_2}\frac{E_C - U_D - U_{BE_2}}{R_{C_2} + R_N}. \quad (51)$$

## 2. Triggerul Schmitt cu transistoare cu o singură tensiune de comandă şi polarizare suplimentară

Dacă triggerul Schmitt este realizat cu transistoare pnp şi conţine o sursă de polarizare suplimentară negativă $E$ cu rezistenţa internă $R_P$,

după cum se arată în figura 5, obţinem triggerul Schmitt cu transistoare cu tensiune pozitivă de comandă [4]. Tensiunea $E$ şi rezistenţa $R_P$ se aleg în aşa fel încît saturarea transistorului $T_1$

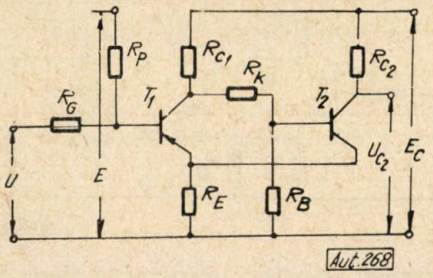



Fig. 5. Triggerul Schmitt cu transistoare pnp cu tensiune de comandă pozitivă şi polarizare suplimentară negativă.

să fie asigurată pentru tensiuni pozitive de comandă mai mici decît $U_{ancl}$. În acest caz, transistorul $T_2$ este blocat şi la ieşire se obţine tensiunea $U_{C_2}$, adică semnalul logic 1. Dacă tensiunea pozitivă de comandă devine egală sau mai mare decît $U_{ancl}$, transistorul $T_1$ se blochează, transistorul $T_2$ se saturează şi la ieşire se obţine tensiunea $U_{C_{2_0}}$, adică semnalul logic 0.

Tensiunile de anclanşare şi declanşare $U_{ancl}$, respectiv $U_{decl}$, ale triggerului Schmitt cu transistoare cu tensiune pozitivă de comandă corespund cu tensiunea de declanşare $U_{decl}$, respectiv de anclanşare $U_{ancl}$, ale triggerului Schmitt cu transistoare cu tensiune negativă

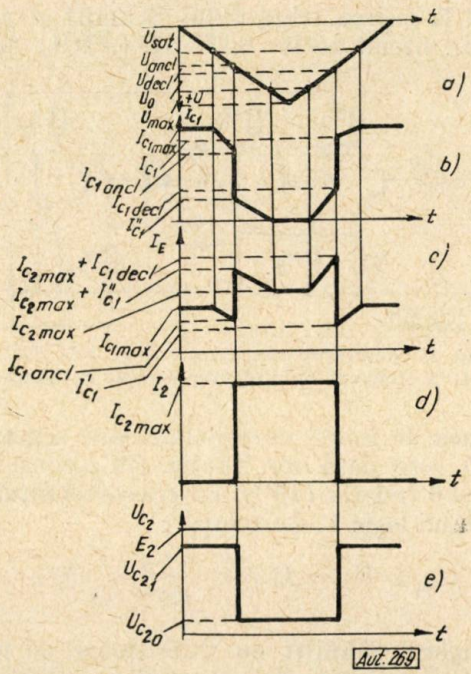



Fig. 6. Comportarea triggerului Schmitt reprezentat în figura 5 la comanda cu o tensiune pozitivă triunghiulară : $a$ – tensiunea de comandă (intrare) pozitivă ; $b$ – curentul de colector $I_{C_1}$ al transistorului $T_1$ ; $c$ – curentul comun de emitor $I_E$ al celor două transistoare ; $d$ – curentul de colector $I_{C_2}$ al transistorului $T_2$ ; $e$ – tensiunea de ieşire $U_{C_2}$.

de comandă. Aceeaşi inversare apare şi la curenţii $I_{C_1\,ancl}$ şi $I_{C_1\,decl}$.

Deosebirea cea mai importantă însă este aceea că în timp ce la ieşirea triggerului Schmitt cu tensiune negativă de comandă mai mică decît $U_{ancl}$ se obţine semnalul logic 0, la ieşirea triggerului Schmitt cu tensiune pozitivă de comandă se obţine semnalul logic 1. În figura 6 este prezentată variaţia tensiunilor şi curenţilor la triggerul Schmitt comandat cu tensiune pozitivă triunghiulară.

În cazul utilizării unor transistoare npn, sursa de polarizare suplimentară $E$ va fi pozitivă, iar tensiunea de comandă $U$, negativă.

Pentru stabilirea relaţiilor de calcul ale triggerului Schmitt cu transistoare cu polarizare suplimentară , cele două surse $U$ (tensiunea de

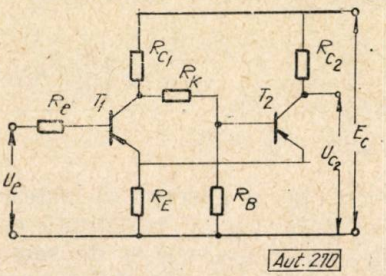



Fig. 7. Schema echivalentă a triggerului Schmitt reprezentat în figura 5.

comandă) şi $E$ (tensiunea de polarizare suplimentară) se înlocuiesc printr-o sursă echivalentă :

$$U_e = \frac{E - \frac{R_P}{R_G} U}{1 + \frac{R_P}{R_G}}, \qquad (52)$$

iar rezistenţele $R_P$ şi $R_G$, printr-o rezistenţă echivalentă :

$$R_e = \frac{R_P R_G}{R_P + R_G}. \qquad (53)$$

Se obţine schema echivalentă din figura 7, care este identică cu schema unui trigger Schmitt fără polarizare suplimentară, ceea ce permite utilizarea relaţiilor de calcul ale acestuia şi, prin anumite particularizări, să rezulte direct relaţiile de calcul pentru triggerul Schmitt cu polarizare suplimentară.

*Condiţiile pentru obţinerea semnalului logic 1 la ieşire*

La ieşirea triggerului Schmitt cu transistoare pnp cu tensiune pozitivă de comandă, semnalul logic 1 se obţine atunci cînd transistorul $T_1$ este saturat, iar transistorul $T_2$, blocat. Utilizînd relaţiile (17), (18), (19), (52) şi (53), se obţine ten-

siunea de intrare necesară pentru saturarea transistorului $T_1$ :

$$U_{sat} \leqq E\frac{R_G}{R_P} - \left(1+\frac{R_G}{R_P}\right)\left\{U_{BE_1} + \right.$$

$$\left. + \frac{E_C - U_{CEO_1}}{R_{C_1}+R_E}\left[R_E + \frac{R_P R_G}{B_1(R_P+R_G)}\right]\right\}. \quad (54)$$

Dacă se consideră şi influenţa lui $I_{CBO_1}$, avem

$$I_{CBO_1}\frac{R_P R_G}{R_P+R_G} \leqq \frac{E_C R_E}{R_{C_2}+R_E}. \quad (57')$$

*Condiţiile de trigger*

Considerînd relaţiile (27), (28), (29), (30), (31), (32), (33) şi (53), se obţine :

$$R_P \leqq \frac{B_1 R_B R_E [R_{C_1}(B_2-1) - R_K]}{[B_2 R_E (R_{C_1}+R_K+R_B) + R_B(R_{C_1}+R_K)]R_E - B_1 R_B R_E [R_{C_1}(B_2-1) - R_K]} R_G. \quad (58)$$

Această relaţie se poate pune şi sub forma :

$$R_G \leqq \frac{B_1 R_B R_E [R_{C_1}(B_2-1) - R_K]}{[B_2 R_E (R_{C_1}+R_K+R_B) + R_B(R_{C_1}+R_K)]R_P - B_1 R_B R_E [R_{C_1}(B_2-1) - R_K]} R_P. \quad (59)$$

Pentru ca saturarea să se obţină cu o tensiune pozitivă de comandă este necesar ca tensiunea negativă de polarizare suplimentară $E$ să aibă valoarea :

$$E \geqq \left(1+\frac{R_P}{R_G}\right)\left\{U_{BE_1} + \right.$$

$$\left. + \frac{E_C - U_{CEO_1}}{R_{C_1}+R_E}\left[R_E + \frac{R_P R_G}{B_1(R_P+R_G)}\right]\right\}. \quad (55)$$

Din condiţia ca transistorul $T_2$ să fie blocat, relaţia (21), şi considerînd relaţiile (22), (23) şi (24), rezultă relaţiile (25) şi (26) pentru dimensionarea rezistenţei $R_K$, respectiv $R_B$.

*Condiţiile pentru obţinerea semnalului logic 0 la ieşire*

În acest caz, transistorul $T_1$ trebuie să fie blocat, iar $T_2$, saturat. Utilizînd relaţiile (1), (2), (3), (4), (5), (6), (7) şi (8), rezultă relaţiile de dimensionare (9), (10), (11) şi (12), pentru rezistenţele $R_B$, $R_E$, $R_K$ şi $R_{C_1}$. Din condiţia ca transistorul $T_1$ să fie blocat, relaţia (13), cu relaţiile (52) şi (53) rezultă tensiunea de intrare necesară pentru blocarea transistorului $T_1$ :

$$U_0 \geqq E\frac{R_G}{R_P} - \left(1+\frac{R_G}{R_P}\right)\frac{E_C R_E}{R_{C_2}+R_E}. \quad (56)$$

Pentru ca blocarea transistorului $T_1$ să se obţină cu o tensiune pozitivă de intrare, este necesar ca tensiunea negativă de polarizare suplimentară $E$ să aibă valoarea :

$$E \geqq \left(1+\frac{R_P}{R_G}\right)\frac{E_C R_E}{R_{C_2}+R_E}. \quad (57)$$

Pentru ca rezistenţele $R_P$ şi $R_G$ să fie pozitive trebuie ca numitorul şi numărătorul relaţiilor (58) şi (59) să fie pozitivi. Aceste condiţii conduc la o relaţie comună pentru $R_G$ şi $R_P$ :

$$R_G, R_P > \frac{B_1 R_B R_E [R_{C_1}(B_2-1) - R_K]}{B_2 R_E (R_{C_1}+R_K+R_B) + R_B(R_{C_1}+R_K)} \quad (60)$$

şi la relaţia (34).

Dacă se cunosc valorile lui $R_P$ şi $R_G$, din relaţiile (58) sau (59) putem obţine relaţia de calcul al rezistenţei $R_E$ :

$$R_E \geqq \frac{R_B R_P R_G (R_{C_1}+R_K)}{B_1 R_B (R_P+R_G)[R_{C_1}(B_2-1) - R_K] - B_2 R_P R_G (R_{C_1}+R_K+R_B)}. \quad (61)$$

Pentru calculul rezistenţei $R_E$ este valabilă şi relaţia (37).

*Tensiunea şi curentul de anclanşare*

După cum s-a arătat, tensiunea de anclanşare $U_{ancl}$ la triggerul Schmitt cu transistoare cu tensiune pozitivă de comandă reprezintă tensiunea de declanşare $U_{decl}$ de la triggerul Schmitt cu transistoare cu tensiune negativă de comandă. Aceeaşi inversare apare şi la curenţi.

Din relaţiile (42), (52) şi (53) rezultă :

$$U_{ancl} = E\frac{R_G}{R_P} - \left(1+\frac{R_G}{R_P}\right)\left\{U_{BE_1} + \right.$$

$$\left. + I_{C_1\,ancl}\left[R_E + \frac{R_P R_G}{B_1(R_P+R_G)}\right]\right\}, \quad (62)$$

unde $I_{C_1\,ancl}$ este dat de relaţia (44).

Pentru ca tensiunea de anclanşare să fie pozitivă, este necesar să avem :

$$E > \left(1+\frac{R_P}{R_G}\right)\left\{U_{BE_1} + I_{C_1\,ancl}\left[R_E + \frac{R_P R_G}{B_1(R_P+R_G)}\right]\right\}. \quad (63)$$

*Tensiunea şi curentul de declanşare*

Cele menţionate mai sus sînt valabile şi pentru tensiunea şi curentul de declanşare. Din relaţiile (40), (52) şi (53) rezultă :

$$U_{decl} = E\frac{R_G}{R_P} - \left(1 + \frac{R_G}{R_P}\right)\left\{U_{BE_1} + \right.$$

$$\left. + R_E \frac{E_C - U_{CEO_2}}{R_{C_2} + R_E} + I_{C_1\,decl}\left[R_E + \frac{R_P R_G}{B_1 (R_P + R_G)}\right]\right\}, \tag{64}$$

unde $I_{C_1\,decl}$ este dat de relaţia (41).

Comanda declanşării se poate face cu tensiune pozitivă numai dacă este îndeplinită condiţia :

$$E > \left(1 + \frac{R_P}{R_G}\right)\left\{U_{BE_1} + R_E \frac{E_C - U_{CEO_2}}{R_{C_2} + R_E} + \right.$$

$$\left. + I_{C_1\,decl}\left[R_E + \frac{R_P R_G}{B_1 (R_P + R_G)}\right]\right. . \tag{65}$$

*Histerezisul triggerului Schmitt cu transistoare cu polarizare suplimentară*

Considerînd relaţiile (45), (62) şi (64), se obţine expresia generală a histerezisului :

$$\Delta U_h = \left(1 + \frac{R_G}{R_P}\right)\frac{E_C}{R_{C_2} + R_E} \cdot \frac{R_E\left\{\frac{R_B}{B_2}\left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right] - \frac{R_P R_G}{B_1 (R_P + R_G)}(R_{C_1} + R_K + R_B)\right\} - \frac{R_P R_G R_B}{B_1 B_2 (R_P + R_G)}(R_{C_1} + R_K)}{R_E (R_{C_1} + R_K + R_B) + R_{C_1} R_B} \tag{66}$$

Valoarea rezistenţei $R_E$ pentru care histerezisul devine nul se obţine prin anularea numărătorului :

$$R_{E_{min}} = \frac{R_P R_G R_B (R_{C_1} + R_K)}{B_1 R_B (R_P + R_G)\left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right] - B_2 R_P R_G (R_{C_1} + R_K + R_B)}. \tag{67}$$

Din această relaţie se observă că pentru ca $R_E$ să fie pozitivă, numitorul trebuie să fie pozitiv. Rezultă relaţiile :

$$R_P < \frac{B_1 R_B \left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right]}{B_2 R_G (R_{C_1} + R_K + R_B) - B_1 R_E \left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right]} R_G \tag{68}$$

sau :

$$R_G < \frac{B_1 R_B \left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right]}{B_2 R_P (R_{C_1} + R_K + R_B) - B_1 R_E \left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right]} R_P \tag{69}$$

şi relaţia comună :

$$R_G,\ R_P > \frac{B_1 R_B \left[R_{C_1}(B_2 - 1) - R_K\right]}{B_2 (R_{C_1} + R_B + R_K)}. \tag{70}$$

*Semnalele de ieşire ale triggerului Schmitt cu transistoare cu polarizare suplimentară*

Tensiunile de ieşire $U_{C_{2_0}}$ şi $U_{C_{2_1}}$ corespunzătoare semnalelor logice 0 şi 1 se calculează cu relaţiile (50) şi (48) dacă triggerul Schmitt are conectat un circuit pasiv ŞI, iar dacă avem un circuit activ SAU-NU (NICI) se întrebuinţează relaţiile (50) şi (51), în care $I_{C_{1anci}}$ se înlocuieşte cu $I_{C_{1decl}}$.

### 3. Realizarea practică pentru funcţionarea în regimul static şi dinamic

Relaţiile de calcul prezentate se pot aplica cu succes pentru dimensionarea unui trigger Schmitt cu transistoare ce funcţionează în regim static. În cazul funcţionării la frecvenţe înalte, calculele devin complicate şi nu sînt prea exacte din cauza dispersiei parametrilor dinamici [5].

Din punct de vedere practic, la frecvenţe înalte interesează în mod deosebit viteza de basculare şi obţinerea unor timpi de întîrziere $t_i$, de creştere $t_{cr}$, de stocare $t_{st}$ şi cădere $t_c$ corespunzători. Pentru scurtarea acestor timpi se recomandă utilizarea unor transistoare cu frecvenţa de tăiere $f_\alpha$ mare, factor de amplificare dinamic în curent $\beta$ mare, capacitate bază-colector mică. De asemenea se mai impune ca sursa de comandă să aibă o rezistenţă internă mică, iar rezistenţele de colector $R_{C_1}$ şi $R_{C_2}$ ale celor două transistoare $T_1$ şi $T_2$ să fie mici.

Mărirea vitezei de basculare se mai poate obţine şi prin conectarea în paralel cu rezistenţa $R_K$ a unei capacităţi. Valoarea acesteia se stabileşte cel mai bine experimental.

Întrucît atît sursele de alimentare, cît şi piesele componente prezintă toleranţe iniţiale, cum şi variaţii cu temperatura şi în timp, pentru dimensionarea precisă trebuie considerat cazul cel mai defavorabil posibil de funcţionare.

### 4. Concluzii

Triggerul Schmitt cu transistoare fiind un circuit cu funcţionare în două stări (binară), poate fi întrebuinţat în schemele cu circuite logice. Pentru aceasta, proiectarea lui trebuie făcută astfel încît să fie respectate condiţiile de blocare şi saturare pentru transistoare, cum şi condiţiile de basculare (trigger), histerezis nul şi de obţinere a tensiunii de ieşire sub formă de semnale logice.

Comanda triggerului Schmitt în cazul utilizării de transistoare pnp se poate face atît cu tensiune negativă, cît şi cu tensiune pozitivă. În cazul din urmă este necesară o polarizare suplimentară negativă care se obţine cu ajutorul unei surse de o anumită tensiune şi rezistenţă internă, ale căror valori se aleg după cum s-a arătat.

Teoria dezvoltată şi metoda de proiectare prezentată în această lucrare, atît pentru triggerul Schmitt fără polarizare suplimentară, cît şi pentru cel cu polarizare suplimentară, datorită rezultatelor experimentale favorabile obţinute, pot fi întrebuinţate pentru realizarea unor triggere Schmitt cu transistoare avînd histerezis redus şi tensiunea de ieşire sub formă de semnale logice pentru comanda circuitelor logice de tipul ŞI, SAU, NICI etc.

ANEXĂ

## I. Exemplu de dimensionare practică

In cele ce urmează exemplificăm dimensionarea unui trigger Schmitt cu transistoare cu tensiune de comandă pozitivă şi polarizare suplimentară negativă, fără considerarea toleranţelor.

A. *Alegerea transistoarelor*

Se aleg două transistoare cu germaniu pnp de tipul EFT 323, punct albastru, avînd următoarele caracteristici:

$$U_{CE_{max}} = -24\ \text{V};$$

$B_1 = 60{,}7$ şi $B_2 = 59{,}6$ (valori medii) măsurate la $U_{CE} = 0{,}2$ V, $I_C = 7{,}5$ mA şi $t = +22\,°\text{C}$;

$I_{CBO_1} = 3{,}9\ \mu\text{A}$ şi $I_{CBO_2} = 2{,}5\ \mu\text{A}$ la $U_{CE} = -12$V şi $t = +22°\text{C}$.

Pentru transistoarele cu germaniu se consideră $U_{BE_1} = U_{BE_2} = -0{,}2$ V şi $U_{CEO_1} = U_{CEO_2} = -0{,}05$ V.

*Alegerea tensiunii de alimentare.* Tensiunea de alimentare a triggerului Schimitt se alege $E_C = -12$ V.

*Sarcina triggerului Schmitt.* Triggerul Schmitt este încărcat cu un circuit activ SAU-NU (NICI) alcătuit din transistorul $T_3$ cu germaniu pnp de tipul EFT 323, punct albastru la care se consideră $U_{BE_3} = -0{,}2$ V, $U_{CE} = -0{,}05$ V, şi care prezintă următoarele caracteristici:

$U_{CE_{max}} = -24$ V;

$B_3 = 66$ (valoare medie) măsurată la $t = +22°\text{C}$, $U_{CE} = -0{,}2$ V, $I_C = 7{,}5$ mA;

$I_{CBO_3} = 3{,}1\ \mu\text{A}$ la $t = +22°\text{C}$, $U_{CE} = -12$ V.

Elementele constituente ale circuitului activ SAU-NU (NICI) realizat cu acest transistor au următoarele valori, măsurate la $t = +22°\text{C}$:

rezistenţa intrării conectate la ieşirea triggerului Schmitt

$$R_N = 7{,}616\ \text{k}\Omega;$$

rezistenţa de bază $R_B = 30{,}34$ kΩ;

rezistenţa de colector $R_{C_3} = 1{,}597$ kΩ;

tensiunile de alimentare $E_C = -12$ V, $E_B = +12$ V.

*Semnalele de ieşire ale triggerului Schmitt.* Dimensionarea triggerului Schmitt trebuie făcută în aşa fel încît la ieşirea acestuia să se obţină tensiunile:

$U_{C_{2_0}} = 0 \ldots -0{,}2$ V pentru semnalul logic 0;

$U_{C_{2_1}} = -12\text{ V} \ldots -6$ V pentru semnalul logic 1.

B. *Calculul şi alegerea rezistenţelor triggerului Schmitt*

*Calculul rezistenţei* $R_{C_2}$. Rezistenţa $R_{C_2}$ se calculează din relaţia (51) pusă sub altă formă:

$$R_{C_2} \leqq \frac{E_C - U_{C_{2\,1\,min}}}{U_{C_{2\,1\,min}} - U_D - U_{BE_3}} R_N =$$

$$= \frac{12-6}{6-0{,}2}\, 7{,}616 = 7{,}87\ \text{k}\Omega.$$

Se alege $R_{C_2} = 1{,}6$ kΩ.

*Calculul preliminar al rezistenţei* $R_E$. Din relaţia (49'), scrisă sub altă formă, avem:

$$R_E \leqq \frac{U_{a_{0\,max}} \cdot R_{C_2}}{E_C - U_{CEO_2} - U_{a_{0\,max}}} = \frac{0{,}2.1{,}6}{12-0{,}05-0{,}2} =$$

$$= 0{,}0272\ \text{k}\Omega.$$

Deoarece în relaţia (49') nu s-a considerat şi $I_{C_{1\,decl}}$, valoarea acestuia nefiindu-ne cunoscută la început, pentru $R_E$ se ia o valoare mai mică, justificată şi de faptul că cu cît $R_E$ este mai mic, că atît şi histerezisul este mai mic. Se alege $R_E = 0{,}015$ kΩ.

*Calculul rezistenţei* $R_{C_1}$. Din relaţia (12) rezultă:

$$R_{C_1} < \left(1 - \frac{0{,}2}{12}\right) 59{,}6\ .\ 1{,}6 = 95{,}4\ \text{k}\Omega.$$

Pentru simetria triggerului Schmitt se alege $R_{C_1} = R_{C_2} = 1{,}6$ kΩ.

*Calculul rezistenţei* $R_K$. Cu relaţiile (11) şi (34) obţinem următoarele limite superioare pentru rezistenţa $R_K$:

$$R_K < \left(1 - \frac{0{,}2}{12}\right) 59{,}6 \cdot 1{,}6 - 1{,}623 = 93{,}77\ \text{k}\Omega;$$

$$R_K < 1{,}623\ .\ 59{,}6 = 96{,}8.$$

Se alege $R_K = 10$ kΩ.

*Verificarea lui* $R_E$. Cu relaţia (10) se verifică dacă valoarea rezistenţei $R_E$ este suficientă:

$$R_E < \frac{\left(1 - \frac{0{,}2}{12}\right) 1{,}6 - \frac{1{,}623 + 10}{59{,}6}}{\frac{0{,}2}{12}} = 84{,}4\ \text{k}\Omega.$$

Limita superioară rămîne cea de la calculul preliminar.

*Calculul rezistenţei* $R_B$. Din relaţiile (9) şi (26) rezultă :

$$R_B > \frac{(1{,}623 + 10)\left[0{,}015 + \frac{0{,}2}{12}(1{,}6 + 0{,}015)\right]}{1{,}6 - \frac{1{,}623 + 10}{59{,}6} - \frac{0{,}2}{12}(1{,}6 + 0{,}015)} =$$

$$= 0{,}354 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_B < \frac{(12 - 0{,}05)\,0{,}015}{2{,}5.10^{-3}\,(1{,}623 + 0{,}015)} = 43{,}7 \text{ k}\Omega .$$

Se alege $R_B = 0{,}51$ k$\Omega$.

*Verificarea rezistenţei* $R_K$. Cu relaţia (25) se verifică alegerea corectă a valorii lui $R_K$ :

$$R_K > \frac{0{,}506 \cdot 0{,}05\,(1{,}623 + 0{,}015)}{0{,}015\,(12 - 0{,}05) - 0{,}506 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}(1{,}623 + 0{,}015)} =$$

$$= 0{,}234 \text{ k}\Omega .$$

Întrucît s-a ales $R_K = 10$ k$\Omega$, limita inferioară este respectată.

*Calculul rezistenţelor* $R_K$ *şi* $R_P$. Limitele inferioare se calculează cu relaţiile (60) şi (70) :

$$R_G, R_P > \frac{60{,}7 \cdot 0{,}506 \cdot 0{,}015\ [1{,}623\,(59{,}6 - 1) - 10]}{59{,}6 \cdot 0{,}015(1{,}623 + 10 + 0{,}506) + 0{,}506(1{,}623 + 10)} =$$

$$= 2{,}34 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_G, R_P > \frac{60{,}7 \cdot 0{,}506\ [1{,}623\,(59{,}6 - 1) - 10]}{59{,}6\,(1{,}623 + 10 + 0{,}506)} =$$

$$= 3{,}72 \text{ k}\Omega .$$

Se alege $R_G = 3{,}9$ k$\Omega$. Valoarea măsurată este $R_G = 3{,}942$ k$\Omega$. Pentru această valoare, cu relaţiile (58) şi (68) se obţin limitele superioare ale rezistenţei $R_P$ :

$$R_P \leqq \frac{60{,}7 \cdot 0{,}506 \cdot 0{,}015\ [1{,}623\,(59{,}6 - 1) - 10]\ 3{,}942}{[59{,}6 \cdot 0{,}015\,(1{,}623 + 10 + 0{,}506) + 0{,}506\,(1{,}623 + 10)]\ 3{,}942 - 60{,}7 \cdot 0{,}506 \cdot 0{,}015\,[1{,}623\,(59{,}6 - 1) - 10]} = 5{,}75 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_P < \frac{60{,}7 \cdot 0{,}506\ [1{,}623\,(59{,}6 - 1) - 10]}{59{,}6 \cdot 3{,}942\,(1{,}623 + 10 + 0{,}506) - 60{,}7 \cdot 0{,}506\ [1{,}623\,(59{,}6 - 1) - 10]}\ 3{,}942 = 42{,}1 \text{ k}\Omega .$$

Se alege $R_P = 5{,}1$ k$\Omega$.

*Calculul rezistenţei* $R_{E_{min}}$. Valoarea rezistenţei $R_E$ pentru care histerezisul este nul se obţine cu relaţia (67), în care se introduc valorile măsurate ale rezistenţelor, conform tabelei 1. De fapt, după cum s-a observat încă din calculele anterioare, în diferitele expresii de calcul s-au introdus nu valorile alese, ci cele măsurate pentru rezistenţe.

Se alege $R_{E_{min}} = 0{,}01068$ k$\Omega$.

Este de recomandat ca rezistenţa $R_E$ să fie calculată cît mai precis (pe cît posibil, nu cu rigla de calcul), pentru ca erorile, şi deci histerezisul introdus în calcul, să fie cît mai mici. Dacă nu se poate obţine o valoare standardizată, se recomandă alcătuirea rezistenţei din mai multe valori de rezistenţe standardizate.

Pînă aici au fost calculate rezistenţele componente ale triggerului Schmitt. Valorile calculate, alese şi măsurate sînt prezentate în tabela 1.

În scopul efectuării unei comparaţii cît mai exacte între mărimile calculate şi cele măsurate pentru curenţi şi tensiuni, în calculele ce urmează se consideră, drept valoare a tensiunii de alimentare, cea pentru care se fac verificările experimentale.

C. *Verificarea alegerii corecte a transistoarelor* $T_1$ şi $T_2$ *după valoarea lui* $I_{CBO}$

Cu tensiunea $E_C$ şi rezistenţele alese se calculează limitele admisibile pentru $I_{CBO_1}$, cu relaţia (57') scrisă sub forma :

$$I_{CBO_1} \leqq \frac{E_C\,R_E\,(R_P + R_G)}{R_P\,R_G\,(R_{C_2} + R_E)} =$$

$$= \frac{12{,}333 \cdot 0{,}01068\,(5{,}132 + 3{,}942)}{5{,}132 \cdot 3{,}942\,(1{,}6 + 0{,}01068)} = 36\ \mu\text{A},$$

iar pentru $I_{CBO_2}$, cu relaţiile (48) şi (26) scrise sub o altă formă.

În relaţia obţinută din (48) se consideră $U_{C_2 1 max} \geqq 0{,}95\ E_C$, şi avem :

$$I_{CBO_2} < \frac{E_C - U_{2_1 max}}{R_{C_2}} = \frac{12{,}333 - 0{,}95 \cdot 12{,}333}{1{,}6} = 384\ \mu\text{A}.$$

Pentru $I_{CBO_2}$ calculat cu relaţia obţinută din (26) avem :

$$I_{CBO_2} < \frac{(E_C - U_{CEO_1})\,R_E}{R_B\,(R_{C_1} + R_E)} = \frac{(12{,}333 - 0{,}05)\,0{,}01068}{0{,}506\,(1{,}623 + 0{,}01068)} =$$

$$= 159\ \mu\text{A}.$$

Ţinînd cont de dependenţa lui $I_{CBO}$ cu temperatura (dublarea valorii la fiecare creştere cu

$$R_{E_{min}} = \frac{5{,}132 \cdot 3{,}942 \cdot 0{,}506\,(1{,}623 + 10)}{60{,}7 \cdot 0{,}506\,(5{,}132 + 3{,}942)\,[1{,}623\,(59{,}6 - 1) - 10] - 59{,}6 \cdot 5{,}132 \cdot 3{,}942\,(1{,}623 + 10 + 0{,}506)} = 0{,}0105622 \text{ k}\Omega .$$

*Tabela 1*

**Valorile calculate, alese şi măsurate pentru rezistenţele triggerului Schmitt**

| Nr. crt. | Mărimea calculată | Relaţia de calcul | Valoarea calculată, kΩ | Valoarea aleasă, kΩ | Valoarea măsurată la $t = +22°C$, kΩ |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| 1 | $R_{C_1}$ | (12) | $<95,4$ | 1,6 | 1,623 |
| 2 | $R_{C_2}$ | (51) | $\leq 7,87$ | 1,6 | 1,6 |
| 3 | $R_K$ | (11) | $<93,77$ | 10 | 10 |
| | | (34) | $<96,8$ | | |
| | | (25) | $> 0,234$ | | |
| 4 | $R_B$ | ( 9) | $> 0,354$ | 0,51 | 0,506 |
| | | (26) | $<43,7$ | | |
| 5 | $R_G$ | (60) | $> 2,34$ | 3,9 | 3,942 |
| | | (70) | $> 3,72$ | | |
| 6 | $R_P$ | (60) | $> 2,34$ | 5,1 | 5,132 |
| | | (70) | $> 3,72$ | | |
| | | (58) | $\leq 5,75$ | | |
| | | (68) | $<42,1$ | | |
| 7 | $R_E$ | (49′) | $\leq 0,0272$ | 0,015 | |
| | | (10) | $<84,4$ | | |
| 8 | $R_{E_{min}}$ | (67) | 0,0105622 | 0,0156 | 0,01068 |

10°C a temperaturii), dacă valorile calculate mai sus sînt considerate ca maxime admisibile la $t = +50°C$, pentru $t = +22°C$ rezultă :

$$I_{C_{BO_1}} = \frac{36}{2^3} = 4,5\mu A;$$

*Tabela 2*

**Valorile calculate, alese şi măsurate pentru curentul $I_{CBO}$ al transistoarelor triggerului Schmitt**

| Nr. crt. | Mărimea calculată | Relaţia de calcul | Valoarea calculată la $t = +22°C$, μA | Valoarea aleasă, μA | Valoarea măsurată la $U_{CE} = -12V$ şi $t = +22°C$, μA |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| 1 | $I_{CBO_1}$ | (57′) | 4,5 | 3,9 | 3,9 |
| 2 | $I_{CBO_2}$ | (26) | 20 | 2,5 | 2,5 |
| | | (48) | 48 | | |

D. *Calculul curenţilor*

*Calculul curentului* $I_{C_{1\,max}}$. Cu relaţia (18) obţinem :

$$I_{C_{1\,max}} = \frac{12,333 - 0,05}{1,623 + 0,01068} = 7,518 \text{ mA}.$$

*Calculul curentului* $I_{C_{2\,max}}$. Cu relaţia (2) avem :

$$I_{C_{2max}} = \frac{12,333 - 0,05}{1,6 + 0,01068} = 7,625 \text{ mA}.$$

*Calculul curentului de anclanşare* $I_{C_{1\,ancl}}$. Din relaţia (44) rezultă :

$$I_{C_{1\,ancl}} = \frac{12,333 \cdot 0,506 - 0,2(1,623 + 10 + 0,506)}{0,01068\ (1,623 + 10 + 0,506) + 1,623 \cdot 0,506} =$$

$$= 4,0155\ \mu A.$$

*Calculul curentului de declanşare* $I_{C_{1\,decl}}$. Cu relaţia (41) se obţine

$$I_{C_{1\,decl}} = \frac{12,333 \cdot 0,506 - 0,2(1,623 + 10 + 0,506) - \frac{12,333 - 0,05}{1,6 + 0,01068}\left[0,01068\,(1,623 + 10 + 0,506) + \frac{0,506}{59,6}\,(1,623 + 10)\right]}{0,01056\ (1,623 + 10 + 0,506) + 1,623 \cdot 0,506} =$$

$$= 2,1864 \text{ mA}.$$

$$I_{CBO_2} = \begin{cases} \dfrac{384}{2^3} = 48\ \mu A & \text{după relaţia obţinută din (48);} \\ \dfrac{159}{2^3} = 19,9\ \mu A & \text{după relaţia obţinută din (26).} \end{cases}$$

Întrucît valorile lui $I_{CBO}$, după care s-au sortat în prealabil transistoarele $T_1$ şi $T_2$, sînt mai mici decît cele rezultate din calcul ca fiind necesare, alegerea transistoarelor după acest criteriu a fost făcută corect. În tabela 2 sînt prezentate valorile calculate şi alese pentru curentul $I_{CBO}$ al transistoarelor triggerului Schmitt.

E. *Calculul şi alegerea tensiunii de polarizare suplimentară negativă E*

Cu relaţiile (55), (57), (63) şi (65) avem :

$$E > \left(1 + \frac{5,132}{3,942}\right)\left\{0,2 + \frac{12,333 - 0,05}{1,623 + 0,01068}\left[0,01068 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{5,132 \cdot 3,942}{60,7\ (5,132 + 3,942)}\right]\right\} = 1,2798 \text{ V};$$

$$E > \left(1 + \frac{5,132}{3,942}\right)\frac{12,333 \cdot 0,01068}{(1,6 + 0,01068)} = 0,1882 \text{ V};$$

$$E > \left(1 + \frac{5,132}{3,942}\right)\left\{0,2 + 4,0155\left[0,01068 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{5,132 \cdot 3,942}{60,7\,(5,132 + 3,942)}\right]\right\} = 0,8980 \text{ V};$$

$$E > \left(1 + \frac{5,132}{3,942}\right)\left\{0,2 + 0,01068\,\frac{12,333 - 0,05}{1,6 + 0,01068} + \right.$$

$$\left. + 2,1844\left[0,01068 + \frac{5,132 \cdot 3,942}{60,7\,(5,132 + 3,942)}\right]\right\} =$$

$$= 0,8861 \text{ V}.$$

Se alege $E = -6$ V. În calculele următoare se consideră valoarea pentru care se fac experimentările, $E = -6,174$ V.

F. *Calculul tensiunilor*

*Calculul tensiunii de saturare* $U_{sat}$. Din relaţia (54) rezultă :

$$U_{sat} \leqq 6,174\,\frac{3,942}{5,132} - \left(1 + \frac{3,942}{5,132}\right)\left\{0,2 + \right.$$

$$\left. + \frac{12,333 - 0,05}{1,623 + 0,01068}\left[0,01068 + \frac{5,132 \cdot 3,942}{60,7\,(5,132 + 3,942)}\right]\right\} =$$

$$= 3,7593 \text{ V}.$$

*Calculul tensiunii* $U_{C_{2_{0\,max}}}$ *corespunzătoare semnalului logic 0.* Din relaţia (49) rezultă :

$$U_{C_{2_{0\,max}}} = 0,01068\left(\frac{12,333 - 0,05}{1,6 + 0,01068} + 2,1864\right) =$$

$$= 0,1047 \text{ V}.$$

*Calculul tensiunii* $U_{C_{2_1}}$ *corespunzătoare semnalului logic 1*

$$U_{C_{2_1}} = 12,333 - 1,6\,\frac{12,333 - 0,2}{1,6 + 7,616} = 10,226 \text{ V}.$$

G. *Calculul histerezisului*

Histerezisul triggerului Schmitt se calculează cu relaţiile (45) şi (66). Dacă calculul tensiunilor şi curenţilor de anclanşare şi declanşare a fost făcut corect, rezultatul obţinut cu cele două relaţii trebuie să fie acelaşi. În mod normal, histerezisul rezultă din diferenţa dintre tensiunea de anclanşare şi cea de declanşare, relaţia (45). Pentru a verifica corectitudinea calculelor se recomandă calcularea histerezisului şi prin relaţia (66).

În cazul de faţă, după relaţia (45) avem :

$\Delta h = U_{decl} - U_{ancl} = 4,0617 - 4,0526 = 0,0091$ V,

iar după relaţia (66) se obţine :

$$\Delta h = \left(1 + \frac{3,942}{5,132}\right)\frac{12,333}{1,6 + 0,01068} \cdot$$

$$\cdot \frac{0,01068\left\{\frac{0,506}{59,6}\,[1,623\,(59,6 - 1) - 10] - \frac{3,942 \cdot 5,132}{60,7\,(3,942 + 5,132)}\,(1,623 + 10 + 0,506)\right\} - \frac{3,942 \cdot 5,132 \cdot 0,506}{59,6 \cdot 60,7\,(3,942 + 5,132)}\,(1,623 + 10)}{0,01068\,(1,623 + 10 + 0,506) + 1,623 \cdot 0,506} =$$

$$= 0,0091 \text{ V}.$$

*Calculul tensiunii de anclanşare* $U_{ancl}$. Din relaţia (62) avem :

$$U_{ancl} = 6,174\,\frac{3,942}{5,132} - \left(1 + \frac{3,942}{5,132}\right)\left\{0,2 + \right.$$

$$\left. + 4,0155\left[0,01068 + \frac{5,132 \cdot 3,942}{60,7\,(5,132 + 3,942)}\right]\right\} =$$

$$= 4,0526 \text{ V}.$$

*Calculul tensiunii de blocare* $U_0$. Cu relaţia (56) avem :

$$U_0 \geqq 6,174\,\frac{3,942}{5,132} = \left(1 + \frac{3,942}{5,132}\right)\frac{12,333 \cdot 0,01068}{1,6 + 0,01068} =$$

$$= 4,5978 \text{ V}.$$

*Calculul tensiunii de declanşare* $U_{decl}$. Cu relaţia (64) avem :

$$U_{decl} = 6,174\,\frac{3,942}{5,132} - \left(1 + \frac{3,942}{5,132}\right)\left\{0,2 + \right.$$

$$+ 0,01068\,\frac{12,333 - 0,05}{1,6 + 0,01068} + 2,1864\left[0,01068 + \right.$$

$$\left.\left. + \frac{5,132 \cdot 3,942}{60,7\,(5,132 + 3,942)}\right]\right\} = 4,0617 \text{ V}.$$

Întrucît am obţinut acelaşi rezultat, calculele au fost făcute corect. Dacă rezultatele sînt diferite trebuie recalculaţi curenţii şi tensiunile.

Triggerul Schmitt dimensionat după metoda expusă este prezentat în figura 8.

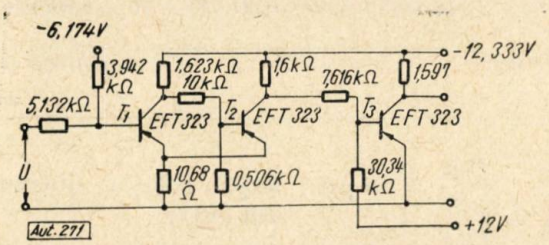



Fig. 8. Triggerul Schmitt conform figurii 5, calculat.

## II. Verificare experimentală

Pentru a putea urmări corectitudinea relaţiilor stabilite teoretic, cunoaşterea valorilor reale ale curenţilor şi tensiunilor şi, în fine, compararea rezultatelor teoretice cu cele obţinute experimental, triggerul Schmitt dimensionat după cum s-a arătat a fost supus unei verificări ex-

perimentale. În cazul de faţă, urmărirea simultană a aspectelor susmenţionate permite o verificare practică completă a teoriei generale şi a metodei de calcul prezentate. Cel care proiectează un trigger Schmitt trebuie să facă verificarea experimentală pentru a cunoaşte valorile reale ale curenţilor, tensiunilor şi histerezisului.

Diferitele regimuri de funcţionare ale triggerului Schmitt, cu semnal logic 1 sau 0 la ieşire, anclanşare, declanşare, precum şi stările intermediare, se obţin experimental prin aplicarea la intrare a unei tensiuni continue $U$, variabilă în intervalul $0 \div U_{max} \div 0$, unde $|U_{max}| \leqq |E_C|$.

În tabela 3 sunt prezentate comparativ mărimile calculate şi măsurate experimental pentru curenţi şi tensiuni. Curenţii $I_{C_{1\,ancl}}$ şi $I_{C_{1\,decl}}$ nu s-au putut măsura experimental, de aceea sînt indicate numai valorile lor rezultate din calcul (rîndul 1, respectiv 2, coloana 4). Prin citirea cu ajutorul unui voltmetru a căderii de tensiune pe rezistenţele $R_{C_1}$ şi $R_{C_2}$ atunci cînd transistoarele $T_1$ şi, respectiv, $T_2$ sînt saturate (tensiunea $U = 0$, respectiv $U = U_{max}$) şi împărţirea acestora la valorile rezistenţelor $R_{C_1}$, respectiv $R_{C_2}$, se obţine curentul $I_{C_{1\,max}}$, respectiv $I_{C_{2max}}$ (rîndurile 3 şi 4, coloana 5). Acestea diferă, atît din punct de vedere relativ, cît şi procentual (coloanele 6 şi 7), destul de puţin faţă de valorile determinate prin calcul cu ajutorul relaţiilor (18), respectiv (2) (rîndurile 3 şi 4, coloana 4).

Tensiunea de polarizare suplimentară negativă $E$ (rîndul 5) nu a fost verificată experimental, valoarea ei alegîndu-se astfel încît să satisfacă condiţiile impuse prin relaţiile (55), (57), (63) şi (65).

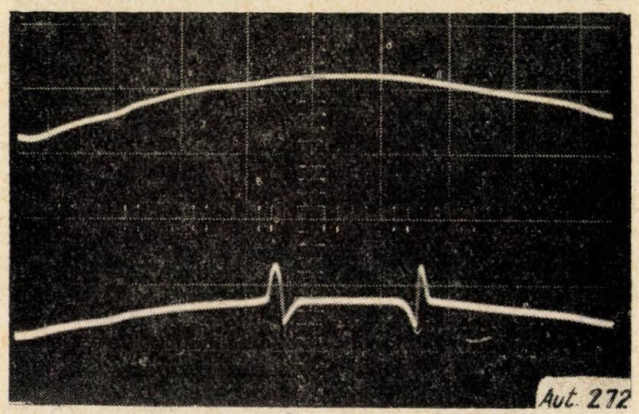
Tensiunile de anclanşare $U_{ancl}$ şi declanşare $U_{decl}$ s-au determinat experimental ca fiind acele tensiuni de intrare pentru care are loc anclanşarea, respectiv declanşarea triggerului Schmitt. Precizia determinării lor depinde de fineţea cu care se face reglarea progresiv crescătoare (pentru $U_{ancl}$), respectiv progresiv descrescătoare (pentru $U_{decl}$), a tensiunii de intrare $U$, de erorile aparatelor de măsură (voltmetrele trebuie să fie cu rezistenţă internă de cel puţin 50 kΩ/V pentru scala maximă de 60 V), de erorile de metodă, erorile de lectură, de variaţia parametrilor transistoarelor $T_1$ şi $T_2$ ($B_1$, $U_{BE_1}$, $U_{CE_1}$, respectiv $B_2$, $U_{BE_2}$, $U_{CE_2}$) şi a valorilor rezistenţelor faţă de valorile măsurate anterior sau posterior verificării experimentale şi cu care s-au calculat $U_{ancl}$, respectiv $U_{decl}$, de gradul de saturare al tran-

*Tabela 3*

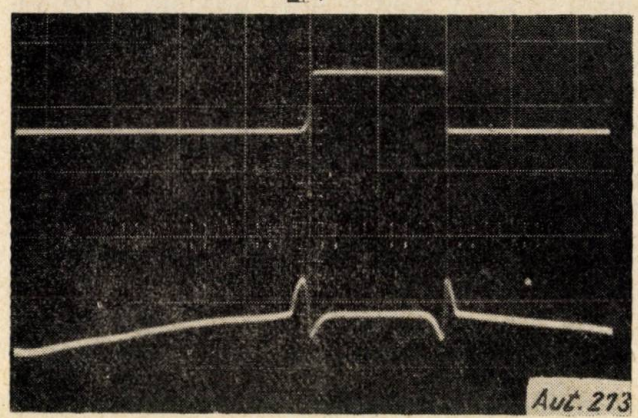
**Mărimile şi valorile calculate şi verificate experimental pentru curenţii şi tensiunile triggerului Schmitt**

| Nr. crt. | Mărimea calculată | Relaţia de calcul | Valoarea calculată | Valoarea măsurată experimental | Unitatea de măsură | Diferenţa dintre valoarea calculată şi cea măsurată | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | relativă 4−5 | procentuală $\frac{4-5}{4}$ 100% |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7.1 | 7.2 |
| 1 | $I_{C_{1ancl}}$ | (44) | 4,0155 | — | mA | — | — |
| 2 | $I_{C_{1decl}}$ | (41) | 2,1864 | — | mA | — | — |
| 3 | $I_{C_{1max}}$ | (18) | 7,5186 | 7,5158 | mA | +0,0028 | +0,037% |
| 4 | $I_{C_{2max}}$ | (2) | 7,6259 | 7,6138 | mA | +0,0121 | +0,015% |
| 5 | $E$ | (55) | 1,2798 | 6,1740 | V | — | — |
| | | (57) | 0,1882 | | | | |
| | | (63) | 0,8980 | | | | |
| | | (65) | 0,8861 | | | | |
| 6 | $U_{ancl}$ | (62) | 4,0526 | 4,0792 | V | −0,0266 | −0,657% |
| 7 | $U_{decl}$ | (64) | 4,0617 | 4,1983 | V | −0,1366 | −3,361% |
| 8 | $\Delta h$ | (66) | 0,0091 | 0,0191 | V | −0,0100 | −110% |
| | | (45) | 0,0091 | | | | |
| 9 | $U_{C_{2_0max}}$ | (49) | 0,1047 | 0,15071 | V | −0,0460 | −44% |
| 10 | $U_{C_{2_1}}$ | (51) | 0,1047 | 10,0870 | V | +0,1390 | +1,35% |

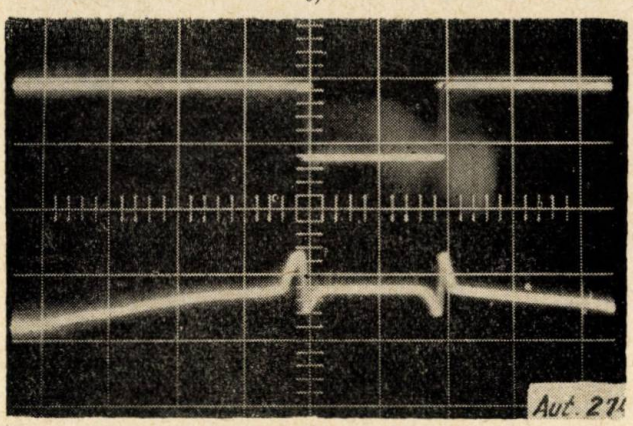
sistoarelor, precum şi de alte cauze. După cum se observă în rîndurile 6 şi 7 , valorile experimentale diferă de cele calculate, acest fapt resimţindu-se atît asupra mărimilor reale ale tensiunii de anclanşare $U_{ancl}$, respectiv declanşare $U_{decl}$,




a)




b)




c)

Fig. 9. Tensiunile de intrare şi ieşire ale triggerului Schmitt reprezentat în figura 8, obţinute la osciloscop : *a* – tensiunea de intrare $U$; *b* – tensiunea de ieşire $U_{C_2}$; *c* – tensiunea de ieşire $U_{C_3}$ a circuitului logic activ SAU-NU (NICI).

cît şi asupra valorii reale a histerezisului. Dintre toate mărimile determinate experimental, acesta diferă cel mai mult faţă de valorile calculate cu relaţiile (45) şi (66) (rîndul 8), care trebuie să dea acelaşi rezultat dacă calculele sînt bine făcute. Diferenţa mare rezultă din faptul că în timp ce tensiunea de anclanşare $U_{ancl}$ este mai mică cu 0,657% faţă de cea calculată, tensiunea de declanşare $U_{decl}$ diferă cu 3,361% faţă de cea calculată. Aceasta face ca histerezisul real, care reprezintă 0,468% din tensiunea de anclanşare $U_{ancl}$ măsurată experimental, să difere cu 110% faţă de cel calculat, reprezentînd 0,224% din tensiunea de anclanşare $U_{ancl}$ calculată.

Deşi triggerul Schmitt a fost calculat astfel încît histerezisul să fie nul, faptul că nu s-a putut alege, din motive constructive, pentru $R_E$ exact valoarea determinată prin calcule ($R_{E_{min}}$), cum şi variaţia în timp şi cu condiţiile atmosferice a mărimilor de care depinde $R_E$ ($B_1$, $B_2$, $R_P$, $R_C$ etc.), care se traduce de fapt printr-o modificare a valorii lui $R_{E_{min}}$ în momentul experimentării faţă de situaţia în care a fost calculat, toate acestea fac ca funcţionarea reală a oricărui trigger Schmitt calculat cu histerezis nul să aibă loc cu un oarecare histerezis, tensiunea de anclanşare $U_{ancl}$ diferind de cea de declanşare $U_{decl}$.

În rîndurile 9 şi 10 sînt prezentate rezultatele obţinute prin calcule şi experimental pentru tensiunea de ieşire corespunzătoare semnalului logic 0 ($U_{C_{2_{0\,max}}}$), respectiv 1 ($U_{C_{2_1}}$), care diferă şi acestea între ele, în minus cu 44%, respectiv în plus cu 1,35%.

Pentru a obţine date cît mai precise şi comparaţia rezultatelor calculate cu cele determinate experimental să fie cît mai elocventă, calculele au fost efectuate cu ajutorul unei maşini electrice de calculat, iar măsurările s-au făcut cu un compensator avînd rezistenţa internă mare, iar erorile de măsură sub 0,1%. Pe durata măsurărilor, în scopul păstrării unor condiţii atmosferice constante pe cît posibil, întregul montaj a fost menţinut într-o etuvă, la $t = +22°C$.

În figura 9 sînt prezentate formele tensiunilor de intrare şi ieşire ale triggerului Schmitt $U$, respectiv $U_{C_2}$, şi tensiunea de ieşire $U_{C_3}$ a circuitului logic activ SAU-NU (NICI), obţinute cu un osciloscop. Mărimea de referinţă este tensiunea $U_E$.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] *Circuite cu transistoare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1961.
[2] *Circuite cu transistoare în industrie, proiectare, scheme.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.
[3] Steinhauer, J., Dokter, F. *Berechnung und Dimensionierung eines Schmitt-Triggers mit Transistoren unter Berücksichtigung der Anwendung in logischen Schaltungen.* In : Internationale elektronische Rundschau **18**, nr. 10, p. 535–540 ; nr. 11, p. 611–616 ; nr. 12, p. 689–691, p. 694, 1964.
[4] Porţeanu, M. *Transistorisierter Schmitt-Trigger für pozitive und negative Eingangsspannungen zur Anwendung in logischen Schaltungen.* In : Internationale Elektronische Rundschau **21**, nr. 7, p. 179–185 ; nr. 8, p. 209–211, 1967.
[5] Rusche, G., Wagner, K., Weitzek, F. *Flächentransitoren* Berlin, Springer Verlag, 1961.

Fiz. I. SPÎNULESCU-CARNARU şi fiz. C. STĂNESCU

# Transistoare pe bază de straturi subţiri semiconductoare

Realizarea diodelor şi triodelor pe baza straturilor subţiri semiconductoare are o importanţă considerabilă, în microelectronică în special, pentru obţinerea schemelor integrate bazate pe folosirea peliculelor semiconductoare. Lucrările lui Weimer şi ale altor autori au arătat posibilităţile realizării transistoarelor pe bază de straturi de CdS, Te, CdSe, CdTe [1—4].

Noi ne-am propus realizarea transistoarelor pe bază de straturi subţiri de CdS şi InSb. La început au fost pregătite triode pe bază de CdS şi apoi, după precizarea condiţiilor experimentale de lucru şi de măsurare a caracteristicilor, s-a trecut la obţinerea transistoarelor pe bază de InSb, material nefolosit încă pentru realizarea transistoarelor pe bază de straturi subţiri.

Schema unei triode realizate pe bază de straturi subţiri (TSS) este dată în figura 1.

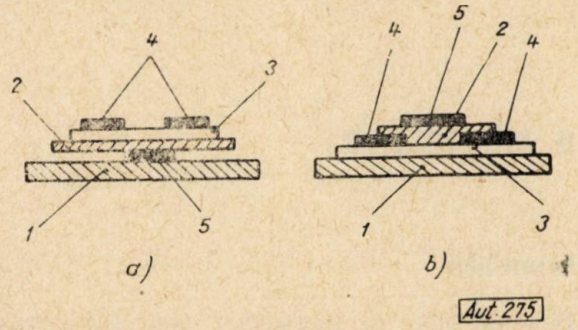



Fig. 1. Schema transistorului realizat pe bază de straturi subţiri (TSS):
*a* — construcţie inversată; *b* — construcţie coplanară; *1* — suport; *2* — strat izolat ($SiO$, $SiO_2$); *3* — strat semiconductor; *4* — electrozii sursă şi de scurgere; *5* — electrod de comandă.

În figura 1, *a* este arătată una din variantele folosite pentru obţinerea transistoarelor pe bază de CdS, aşa-numita construcţie inversă (răsturnată), spre deosebire de construcţia obişnuită în care electrodul de comandă era plasat deasupra, depunerea lui constituind ultima operaţie în procesul de obţinere a triodei.

Pentru obţinerea electrodului de comandă s-a evaporat aluminiu; lăţimea acestui electrod era de 0,4—0,8 mm, iar lungimea lui de 15—20 mm. Stratul semiconductor (CdS sau InSb) a fost depus prin evaporare termică în vid după metodica descrisă în [5],[6]. Ca strat izolator s-au folosit bioxid de siliciu, cum şi pelicule formate din amestec, în diferite proporţii, de monooxid şi bioxid de siliciu.

Electrozii sursă şi de scurgere erau din aluminiu, distanţa dintre ei fiind cuprinsă între 15 şi 20 μm.

Depunerea stratului semiconductor a fost făcută pentru diferite temperaturi ale substratului, dar esenţial pentru funcţionarea transistorului a fost regimul de tratare termică ulterioară a stratului semiconductor depus. Grosimea stratului semiconductor varia de la probă

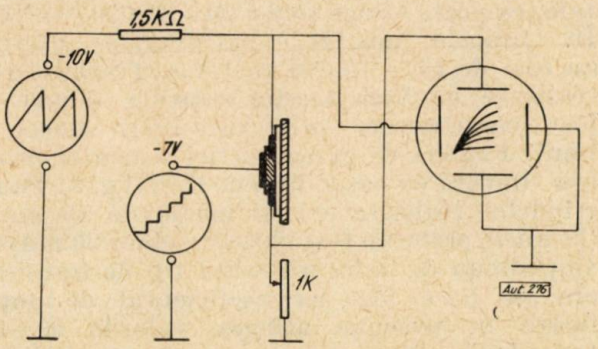



Fig. 2. Schema-bloc pentru oscilografierea familiei de caracteristici a TSS.

la probă în limitele a 1—2μ. Grosimea stratului izolator ($SiO$, $SiO_2$) era de obicei mai mică decît un micron. În cazul cînd grosimea izolatorului era mai mare de un micron, efectul de transistor era foarte slab (~100 μA/V).

Pentru ridicarea caracteristicilor la osciloscop a fost folosită o schemă transistorizată care permitea obţinerea întregii familii de caracteristici a transistorului aplicînd o tensiune în trepte pentru polarizarea porţii dispozitivului (fig. 2). În figura 3 este dată imaginea caracteristicilor triodei de CdS, imagine fotografiată de pe ecranul osciloscopului.

Cele mai bune rezultate au fost însă obţinute pentru construcţia coplanară a transistorului reprezentată în figura 1, *b*. De aceea, pentru

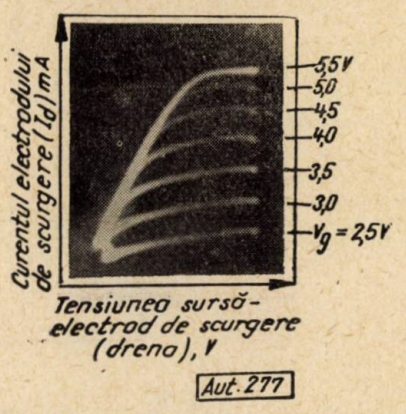



Fig. 3. Familia de caracteristici a transistorului pe bază de straturi subţiri.

realizarea triodelor pe baza straturilor subţiri de InSb a fost folosită numai această construcţie. În acest caz atît electrozii de sursă şi de scurgere, cît şi electrodul de poartă sînt

plasaţi pe aceeaşi parte a stratului semiconductor. Aceasta simplifică foarte mult procedeul de obţinere a TSS, mai ales în cazul cînd stratul semiconductor are nevoie de o tratare termică ulterioară.

După cum se ştie, stibiura de indiu este un semiconductor în care mobilitatea purtătorilor este foarte ridicată. În straturile subţiri, deşi mobilitatea este mai mică decît în monocristale, ea poate atinge totuşi 20—30 000 $cm^2/V.s$. În probele noastre, mobilităţile maxime au fost de 15 — 18 000 $cm^2/V.s$. Transistoarele realizate pe baza acestor straturi subţiri au fost caracterizate prin parametri destul de buni. Familia de caracteristici a acestor triode era similară cu cea a TSS de CdS (fig. 3). Panta triodelor realizate era în medie de 15 mA/V (la unele probe au fost obţinute chiar 20 mA/V). Impedanţa de ieşire a acestui tip de transistor era de 5—6 kΩ, iar coeficientul de amplificare în tensiune atingea valorile 90—95. Impedanţa de intrare era foarte ridicată ($>10^9\ \Omega$), fiind condiţionată de valoarea rezistenţei stratului izolator. Capacitatea electrodului de comandă varia între 25 şi 35 pF (în funcţie de dimensiunile electrodului şi de grosimea dielectricului folosit).

Grosimile straturilor depuse şi a distanţei dintre electrozi au fost de acelaşi ordin ca şi în cazul transistorului pe bază de sulfură de cadmiu. Semiconductorul era de tip n. Au fost folosiţi — pentru stratul izolator — bioxidul de siliciu, oxidul de siliciu, cum şi amestecul în proporţii arbitrare al celor două substanţe.

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Weimer, P. K. *An evaporated thin-film triode.* Solid state device research conference, Stanford University, iun 1961.

[2] Weimer, P. K. *The TFT, a new thin-film-transistor.* In: Proc. IRE, iun 1961.

[3] Shallcross, E. V. *Evolution of cadmium selenide films for use in thin-film transistors.* In: R.C.A. rev., nr. 4, 1963, p. 676—687.

[4] Weimer, P. K. *A p-type tellurium thin-film transistor.* In: Proc. IEEE, nr. 5, 1964, p. 608—609.

[5] Spînulescu-Carnaru, I. *Disertaţie.* Moscova, 1964.

[6] Spînulescu-Carnaru, I. *Straturi subţiri semiconductoare.* In: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1965, p. 163—170.


Ing. B. IANCULOVICI

# Stabilizator transistorizat de curent pentru alimentarea unui electromagnet

Experienţele de polarizare dinamică a nucleelor necesită un cîmp magnetic intens (aproximativ 15 kOe), cu omogenitate şi stabilitate de ordinul $10^{-5}$ şi cu volum de lucru relativ mare. Am folosit în acest scop electromagnetul descris în [1], cu întrefier de 60 mm şi diametrul polilor de 200 mm, iar pentru alimentarea lui am construit redresorul stabilizat în curent descris în articolul de faţă.

## Schema-bloc

Schema-bloc a instalaţiei de alimentare, asemănătoare celor descrise în [2], [3], este dată în figura 1. Sursa de curent, alimentată la reţeaua trifazată, cuprinde autotransformatoarele $AT$ şi redresorul trifazat $D_1 - D_3$. Circuitul curentului principal se închide prin electromagnet, prin transistoarele serie $T_4$ şi

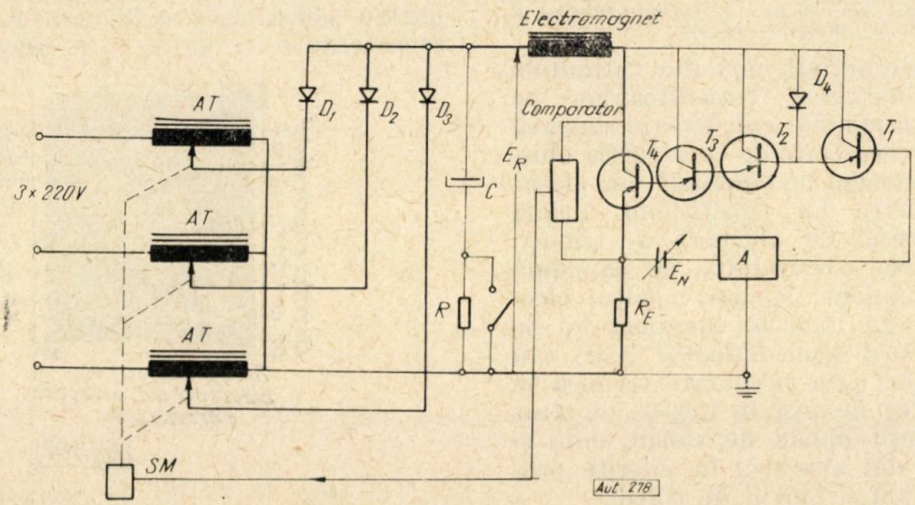



Fig. 1

prin rezistenţa etalon $R_E$. Căderea de tensiune pe rezistenţa etalon $R_E$ se compară cu o tensiune de referinţă reglabilă $E_N$, diferenţa dintre ele (tensiunea de eroare) aplicîndu-se la intrarea amplificatorului de eroare $A$, care comandă transistoarele serie. Ca transistoare seria $T_4$ sînt folosite 15 transistoare SFT 267, montate în paralel. Căderea de tensiune pe ele este menţinută între 4 şi 9 V prin reglarea autotransformatoarelor $AT$. Dioda Zener $D_4$ protejează transistoarele serie, limitînd căderea de tensiune pe acestea la 13 V.

Transistoarele de putere ($T_3$ şi $T_4$), precum şi diodele redresoare ($D_1 - D_3$), sînt montate pe patru plăci de cupru, răcite cu apă. Rezistenţa etalon ($R_E \simeq 0{,}11\ \Omega$) este realizată din sîrmă de manganin cu diametrul de 5 mm, fiind montată într-o cuvă cu ulei răcită cu apă. Tensiunea de referinţă este obţinută de la opt baterii cu mercur Mallory montate în serie. Variaţia curentului principal se face prin reglarea acestei tensiuni de referinţă.

### Calculul factorului de stabilizare

Din schema echivalentă a stabilizatorului (fig. 2), folosind notaţiile uzuale, se deduc uşor relaţiile de calcul [4]:

$$E_R = IR_S + U_T + R_E I/\alpha;$$
$$I = SU_2 = SAR_E\,[I/\alpha - I_0]; \qquad (1)$$
$$U_T = U_{TO} + \Delta U_T = U_{IO} + [I - I_0]\,[2r_k - r_e/\alpha],$$

unde s-au folosit notaţiile:

$$E_N = I_0 R_E;$$
$$U_{T0} = R_{T0} I_0; \qquad (2)$$
$$E_{R0} = I_0\,[R_{T0} + R_E + R_s].$$

Considerînd că factorul de amplificare al transistorului compus $T_1 - T_4$ este $\alpha \simeq 1$, din (1) şi (2) rezultă:

$$E_R \simeq SAR_E\,[I - I_0]\,[R_s + R_E + 2r_k] + I_0\,[R_{T_0} - 2r_k]. \qquad (3)$$

Expresiile coeficienţilor de stabilizare vor fi:

$$K_E = \frac{\partial E_R}{\partial I}\,\frac{I_0}{E_{R_0}} \simeq \frac{SAR_E\,[R_s + R_E + 2r_k]}{R_{T0} + R_E + R_s}; \qquad (4)$$

$$K_R = \frac{\partial E_R}{\partial I}\left(\frac{\partial E_R}{\partial R}\right)^{-1}\frac{I_0}{R_0} \simeq \frac{SAR_E(R_s + R_E + 2r_k)}{R_S}. \qquad (5)$$

Rezistenţa de colector $r_k$ se calculează ţinînd seamă de montajul compus [5] din transistoarele $T_1 - T_4$ (fig. 1); în orice caz $2r_k \gg R_{TO} + R_s + R_E$. Pe de altă parte se observă că $SR_E \simeq 1$. Factorul de amplificare al amplificatorului de eroare construit fiind $A \simeq 10^4$, rezultă;

$$K_E \simeq \frac{10^4 \cdot 2r_k}{R_{T_0} + R_E + R_s} > 10^4, \qquad (6)$$

deci la o variaţie a tensiunii redresate $E_R$ de 10%, stabilitatea curentului va fi:

$$\frac{I}{I\Delta} = K_E\,\frac{E_R}{\Delta E_R} > 10^5. \qquad (7)$$

La o aceeaşi variaţie a rezistenţei electromagnetului $R_s$, stabilitatea obţinută, după cum rezultă din (5), este mai bună.

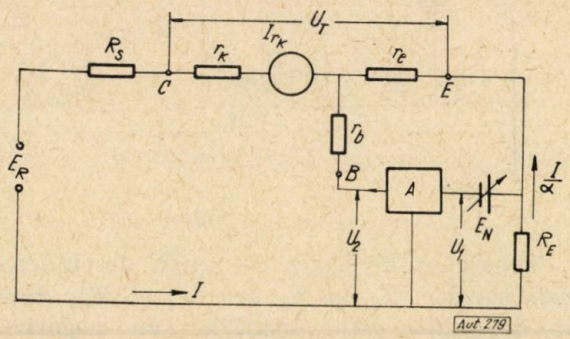



Fig. 2

Aceste valori ale stabilităţii au fost confirmate prin măsurări directe.

### Descrierea părţilor componente

*Amplificatorul de eroare.* Pentru a obţine o derivă minimă a nulului, amplificatorul de eroare, transistorizat, este realizat cu modulare-demodulare [6], [7]. Schema lui principială este dată în figura 3. Tensiunea de eroare este modulată de transistorul $T_1$, după care tensiunea alternativă, amplificată de transistoarele $T_2 - T_5$, este demodulată sincron de $T_6$. Coeficientul de amplificare al montajului astfel construit este aproximativ 10 000.

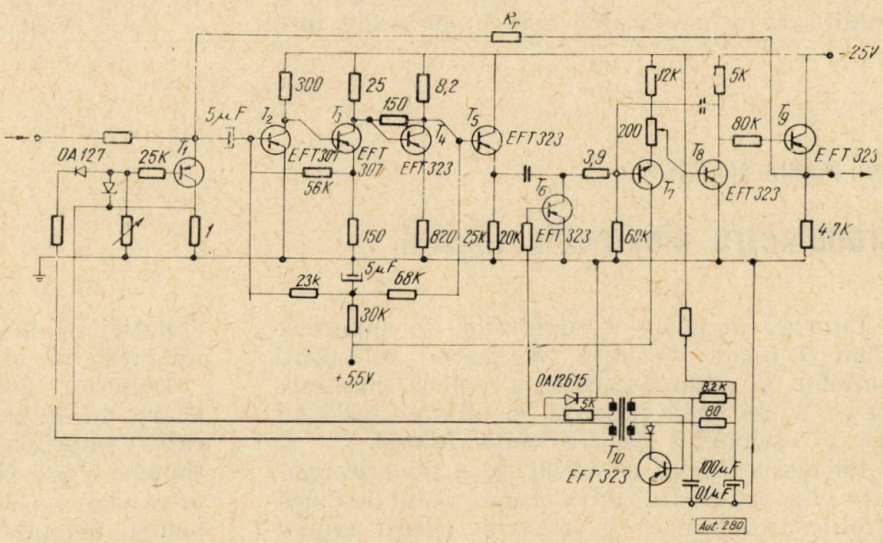



Fig. 3

*Sistemul de comandă al autotransformatoarelor* (fig. 4). Căderea de tensiune pe transistoarele serie din circuitul curentului principal este comparată cu o tensiune de referinţă (8 *V*) de către un amplificator diferenţial ($T_1$ şi

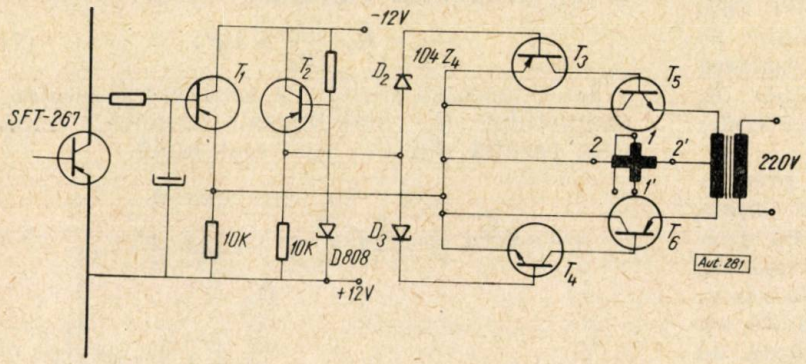



Fig. 4

$T_2$). Tensiunea de ieşire comandă deschiderea transistoarelor $T_3$ şi $T_5$ sau $T_4$ şi $T_6$, după cum diferenţa este pozitivă sau negativă, făcînd ca servomotorul *SM* să se rotească într-un sens sau altul, pînă cînd căderea de tensiune pe transistorul serie intră în gama stabilită. Diodele $D_2$ şi $D_3$ fac ca diferenţa dintre tensiunea maximă şi tensiunea minimă pe transistoarele serie să fie de circa 5 V.

**Concluzii**

Stabilizatorul de curent descris asigură o stabilitate a curentului mai bună decît $10^{-5}$, verificată experimental pentru curenţi între 15 şi 70 A.

Folosirea amplificatorului de eroare cu modulator transistorizat permite o funcţionare mult mai sigură decît a celor cu modulatoare mecanice. Rezultatele obţinute la acest stabilizator ne-au determinat de altfel să schimbăm amplificatoarele de eroare cu modulatoare mecanice folosite la alte surse de curent din instalaţiile de radiospectroscopie cu amplificatoare de tipul celui descris mai sus. Elementele serie rămînînd în continuare tuburile electronice, iar tensiunea de referinţă mărindu-se de la 1 la 10 V, performanţele obţinute şi în acest caz au fost îmbunătăţite.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Iliescu, C. C., Ianovici, M., Duţescu, N., Ionescu, V. Th. In: Studii şi cercetări de fizică, 1963, p. 57.
[2] Jung, P. In: Journ. de phys. et le radium, 1960, p. 39 A.
[3] Anufier, B. F., Dohnovski, S. B., Jurkin, B. G., Kopîlovski, B. D., Penin, N. A. In: Prib. i tehn. eksper., nr. 1, 1962, p. 129.
[4] Dodik, S. D. *Poluprovodnikovie stabilizatori pastoiannoio napriajenia i toka.* Moscova, 1962.
[5] Kurkin, L., Sokolov, A. A. In: Elekricestvo, nr. 8, 1959, p. 62.
[6] Hutcheon, I. C., Summers, D. In: Electron. eng., 1961, p. 592.
[7] Drăghicescu, M., Ianculovici, B. In: Revue de phys. (România), nr. 3, 1966, p. 213.

---

Ing. MARIA NISTOR

# Cronometru electronic digital

Punerea la punct a circuitelor de numărare binar-zecimale permite realizarea măsurării timpilor şi afişarea cifrică a valorii măsurate cu o foarte bună precizie, şi anume egală cu cea a etalonului de frecvenţă folosit.

Pe această bază serviciul de producţie aparate electronice din cadrul Institutului de fizică atomică a conceput şi construit cîteva cronometre numerice, folosite în instalaţii unde este necesară măsurarea precisă a intervalelor de timp în care se produc diferite fenomene.

Aparatul Digicron 666 este un ansamblu de două cronometre electronice digitale, destinat a măsura un interval de timp determinat de durata dintre acţionarea unui contact şi dezacţionarea altuia.

Aceste contacte, montate pe traductoare exterioare aparatului, traductoare specifice instalaţiei de măsurare pentru care a fost creat aparatul, au cîte un pol la masă.

Digicron 666 este un aparat pilotat cu cuarţ, în întregime transistorizat, realizat în cablaj imprimat, pe principiul blocurilor funcţionale, ceea ce îi asigură o bună robusteţe mecanică şi electrică şi permite accesul comod pentru depanări şi reglaje.

**Principiul de funcţionare**

Aparatul este echipat cu două canale de măsură. Fiecare canal este comandat de cîte o pereche de contacte exterioare aparatului. În cadrul fiecărei perechi, unul din contacte are starea normală inversă celuilalt.

Schema-bloc a dublului cronometru digital este reprezentată în figura 1.

Funcţionarea schemei este următoarea:

Circuitul echipat cu cristal de cuarţ (CO) oscilează pe frecvenţa de 60 kHz, dictată de cristal. Impulsurile furnizate de oscilator sînt introduse în circuitul de demultiplicare (CD), care micşorează de şase ori frecvenţa oscilaţiilor, astfel încît la ieşirea acestui circuit se vor obţine impulsuri de frecvenţa 10 kHz.

Aceste impulsuri vor ataca cele două circuite formatoare ($CF_1$ şi $CF_2$), corespunzătoare celor două canale ale aparatului.

În cadrul fiecărui canal, impulsul format de formatorul respectiv va fi condus spre un circuit poartă ($P_1$, $P_2$).

Cele două porţi vor transmite mai departe semnalul spre circuitele de numărare propriu-zise numai dacă comanda de deschidere a porţii este dată de cîte un circuit bistabil, special prevăzut în acest scop ($BSP_1$, $BSP_2$).

Aceste circuite bistabile sînt comandate fiecare cu ajutorul a cîte două din cele patru contacte ce dictează intrarea în funcţiune şi oprirea canalelor-cronometru.

Circuitele de numărare $N_{1-1}$ — $N_{1-6}$ şi $N_{2-1}$ — $N_{2-6}$, montate cîte şase în cascadă, sînt celule de numărare de tip binar-zecimal, de cod 1—2—4—2—, în care se acumulează impulsurile care trec prin porţile $P_1$, respectiv $P_2$, atîta timp cît acestea sînt deschise.

Prin acţionarea unui contact cu un pol la masă, contact interior aparatului, se pot aduce la zero simultan toate circuitele de numărare.

Este evident că primele circuite de numărare ale fiecărui canal, respectiv $N_{1-1}$ şi $N_{2-1}$, vor înmagazina impulsurile formate, lăsate să treacă de poartă, care au frecvenţa $10^4$ Hz (perioadă $10^{-4}$ s). Deoarece fiecare circuit de numărare efectuează de fapt o demultiplicare cu zece a frecvenţei impulsurilor primite de la celula precedentă, reiese că al II-lea circuit de numărare al fiecărui canal ($N_{1-2}$ şi respectiv $N_{2-2}$) va înmagazina impulsuri de frecvenţa $10^3$ Hz sau perioada $10^{-3}$ s şi aşa mai departe, iar $N_{1-6}$ şi $N_{2-6}$ vor conţine impulsuri cu frecvenţa 0,1 Hz (perioadă 10 s).

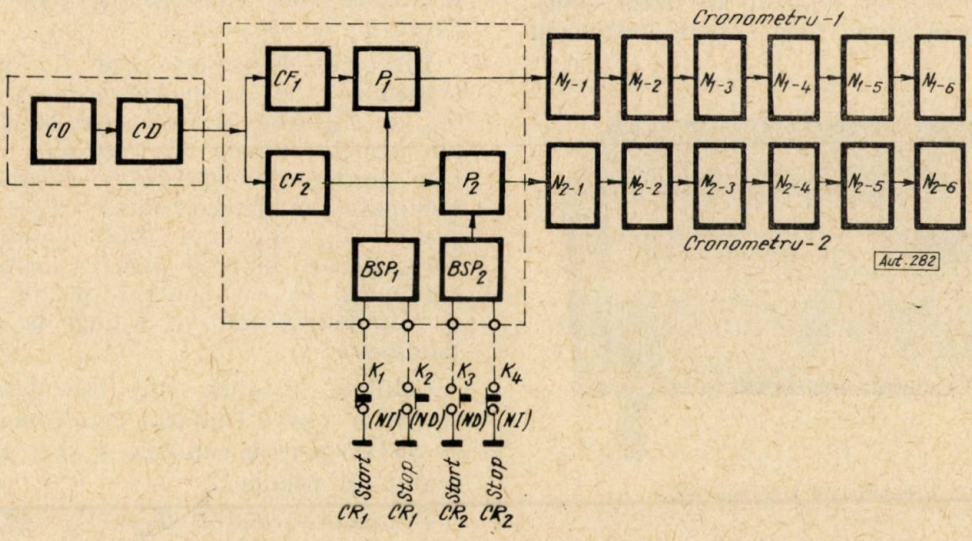



Fig. 1. Schema-bloc a cronometrului electronic digital Digicron 666.

Citirea conţinutului cifric al circuitelor de numărare se face prin intermediul unor dispozitive de afişare optică, aferente fiecărui circuit.

Prin urmare, fiecare canal va putea afişa timpi între 99,9999 şi 0,0001 s.

Întreaga schemă electronică este alimentată de sursa de tensiune continuă SA—12, la tensiunea de —12 V.

Reiese din schema-bloc că alegerea cristalului de cuarţ are o deosebită importanţă în economia aparatului.

Dacă se dispune de un cristal care să oscileze pe o frecvenţă de forma $10^n$ Hz, egală cu frecvenţa corespunzătoare perioadei minime de timp ce trebuie afişată, se poate desfiinţa circuitul de demultiplicare.

Dacă frecvenţa de oscilare a cristalului de cuarţ este de forma $10^p$ Hz, dar mai mare decît cea corespunzătoare perioadei minime ce trebuie afişată, se pot intercala, între circuitul-poartă şi lanţul de măsurare propriu-zis, $m = p - n$ circuite de numărare binar zecimale (fără afişaje) care, printr-o demultiplicare a frecvenţei oscilaţiilor cu $10^m$, vor aduce semnalul la intrarea primei celule de numărare ce afişează, în condiţiile din cazul precedent.

Un cristal de cuarţ care nu oscilează pe o frecvenţă de forma $10^n$ Hz implică existenţa unui circuit de demultiplicare a frecvenţei, pentru a o aduce la forma $10^n$ Hz, sau chiar a unui ansamblu de circuite care vor efectua atît multiplicarea, cît şi demultiplicarea de frecvenţă, în funcţie de raportul în care se află frecvenţa de oscilaţie a cristalului, faţă

de perioada minimă de timp ce se cere afişată. Este evident că existenţa unor astfel de circuite va complica aparatul.

**Descrierea aparatului**

Cronometrul digital realizat pe baza schemei-bloc descrisă mai înainte este arătat în figura 2.

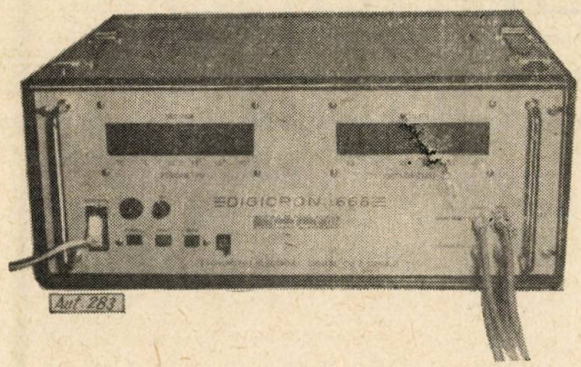



Fig. 2. Cronometrul Digicron 666.

În construcţia sa s-au utilizat în mare parte circuite cu transistoare tipizate în construcţia aparatelor de tehnică nucleară fabricate în mod curent, blocurile electronice componente fiind realizate în tehnica cablajelor imprimate.

Cristalul de cuarţ QG—$Y$—9710, de frecvenţă 60 kHz, dictează aceeaşi frecvenţă de oscilaţie pentru etajul oscilator echipat cu transistorul $T_1$.

Demultiplicarea frecvenţei de 60 kHz se face cu ajutorul a trei etaje bistabile ($T_2 - T_3$; $T_4 - T_5$ şi $T_7 - T_6$) cuplate, cu reacţie. La ieşirea de pe colectorul transistorului $T_7$, impulsurile au frecvenţa de 10 kHz.

Grupul oscilator-demultiplicator, unic pentru ambele canale ale aparatului, este montat pe o cartelă imprimată de tip „Omnicart". Schema este dată în figura 3.

Impulsurile sînt conduse apoi la cele două circuite formatoare, cîte unul pentru fiecare canal. Acestea sînt etajele monostabile $T_8 - T_9$ şi respectiv $T_{14} - T_{15}$.

De la ieşirea acestor etaje, impulsurile standardizate sînt conduse la cele două porţi ($T_{10} - T_{11}$ şi $T_{16} - T_{17}$).

Impulsurile formate vor fi amplificate şi transmise de la colectoarele transistoarelor $T_{10}$ şi $T_{16}$ spre primele circuite de numărare ale ambelor canale $N_{1-1}$ şi $N_{2-1}$ numai dacă cele două etaje bistabile de comandă a porţilor (echipate cu transistoarele $T_{12} - T_{13}$ şi respectiv $T_{18} - T_{19}$) vor dicta deschiderea acestora, fiecare bistabil pentru poarta pe care o comandă. În caz contrar, porţile sînt închise şi impulsurile nu pot ajunge la circuitele de numărare.

Celulele bistabile sînt basculate cu ajutorul celor patru contacte care comandă START şi STOP pentru canalele *1* şi *2* ale cronometrului, şi anume;

Circuitul bistabil $T_{12} - T_{13}$ dă comenzile START (deschiderea porţii) — la deschiderea contactului $K_1$ (normal închis) şi STOP (închiderea porţii) — la închiderea contactului $K_2$ (normal deschis), iar circuitul bistabil $T_{18} - T_{19}$ va comanda START — la închiderea contactului $K_3$ (normal deschis), STOP — la deschiderea contactului $K_4$ (normal închis).

Contactele $K_1 - K_4$ sînt exterioare aparatului, iar legătura între ele şi cronometru se realizează prin cablu coaxial, la patru fişe de tip coaxial, special prevăzute în acest scop pe panoul frontal.

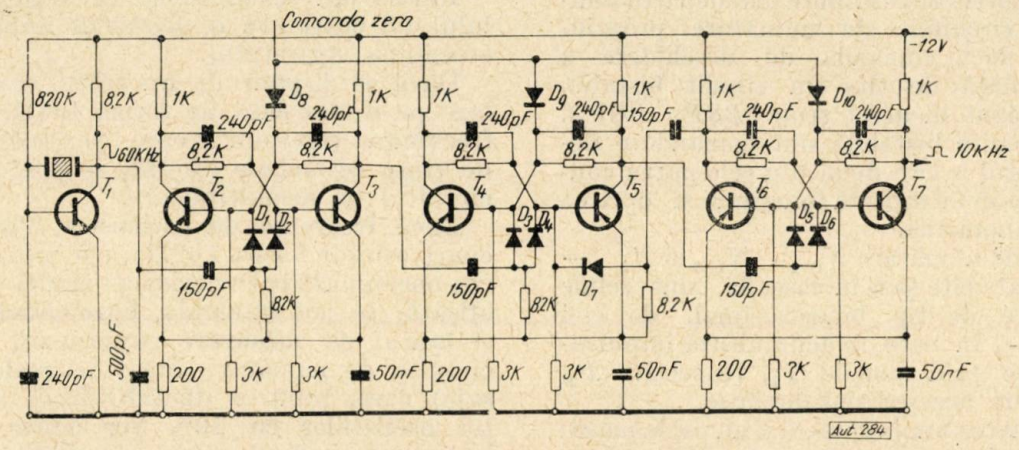



Fig. 3. Circuitul oscilator şi demultiplicator.

Cele 2 ansamble circuit-formator, poartă-bistabil de comandă, corespunzătoare celor 2 canale, sînt montate de asemenea pe o cartelă imprimată de tip „Omnicart". Schema este prezentată în figura 4.

Circuitele de numărare binar zecimale, care echipează cele două canale ale ansamblului — cîte şase pentru fiecare canal — sînt realizate în cablaj imprimat pe cartele tipizate, identice. Fiecare cartelă este echipată cu un dispozitiv de afişare cifrică prin proiecţie, acţionat prin

Pentru ştergerea cifrelor afişate pe ecran se va apăsa pe clapa de aducere la zero.

Comenzile START şi STOP ale unuia din canale sînt independente de comenzile similare ale celuilalt canal. Comanda de aducere la zero este comună ambelor canale.

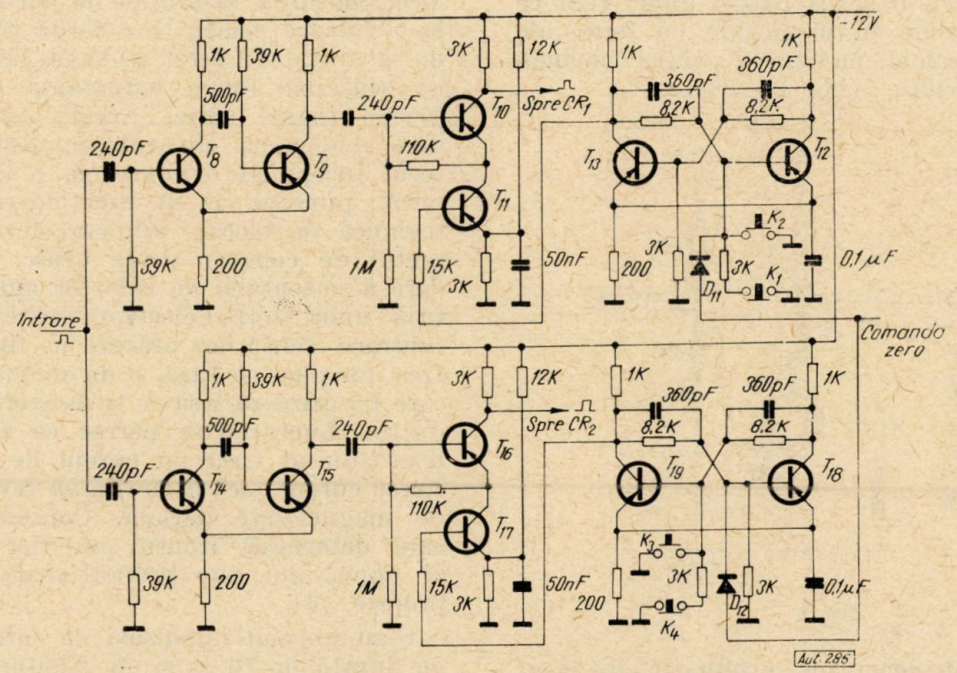



Fig. 4. Circuitul formator — poartă — comanda porţii.

intermediul unei matrice de decodificare cu amplificatoare magnetice (brevet R.S.R. nr. 45201).

Aceasta se află în producţia permanentă a serviciului de producţie aparate electronice, fiind utilizate la numărătoare de particule.

Aducerea la zero a conţinutului cartelelor de numărare se face cu ajutorul unui contact cu un pol la masă, care se acţionează manual prin claviatura de pe panoul frontal.

Pentru a asigura funcţionarea aparatului în condiţii grele de funcţionare, cutia este prevăzută cu un sistem de ventilaţie forţată, care împiedică ridicarea temperaturii transistoarelor şi a celorlalte elemente semiconductoare din componenţa sa.

Pornirea şi oprirea cronometrului sînt realizate cu ajutorul claviaturii de tip PORNIT—OPRIT, acţionabilă manual, care se află tot pe panoul frontal al aparatului.

La pornire, toate cele patru contacte de comandă se vor afla în poziţia lor normală. Prin urmare, ambele cronometre vor fi în poziţia STOP (nu vor afişa). Comanda START pentru unul din canale se va da prin acţionarea corespunzătoare a contactului său START. Prin acţionarea contactului STOP, numărarea pe canalul respectiv se opreşte şi se poate citi pe ecran valoarea intervalului de timp scurs între comanda START şi comanda STOP.

**Caracteristici tehnice**

— timpul maxim măsurat pentru fiecare canal: 99,9999 s;
— precizia de măsură: $\pm$ 0,1 ms;
— eroarea de măsură: mai mică decît $5.10^{-4}$, dictată de stabilitatea cristalului de cuarţ;
— comanda de aducere la zero: manual;
— comenzi START—STOP:

cronometrul 1 { START la deschiderea unui contact normal închis; STOP la închiderea unui contact normal deschis;

cronometrul 2 { START la închiderea unui contact normal deschis; STOP la deschiderea unui contact normal închis;

cele patru contacte sînt exterioare aparatului;

— tensiunea de alimentare: 220 V—50 Hz;
— consumul de putere: circa 68 VA;
— dimensiunile: 54 × 240 × 320 mm.

Toate piesele electronice utilizate în construcţia cronometrului, cu excepţia cristalului de cuarţ, sînt de provenienţă autohtonă. Aparatul realizat este utilizat în cadrul Institutului de igienă şi protecţia muncii.

Mulţumim pe această cale tov. ing. *T. Teitel* pentru sprijinul acordat în realizarea acestor aparate.

Fiz. C. STĂNESCU

# Generatoare autoblocate cu înfăşurare de premagnetizare

Generatoarele autoblocate de acest tip prezintă avantajul că pot debita impulsuri de curent mare cu fronturi foarte bune, ceea ce le face aplicabile în memoriile cu ferite ale maşinilor de calcul, precum şi pentru comanda diferitelor circuite logice cu ferite.

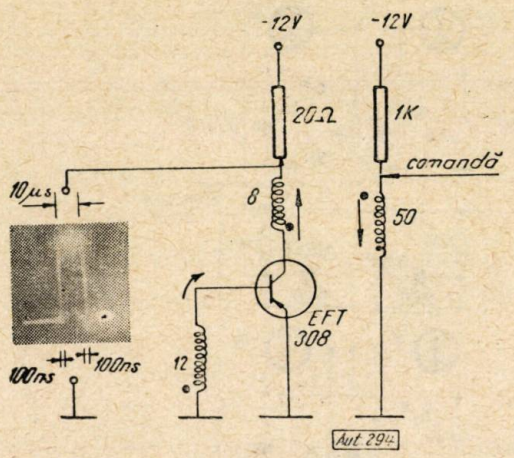



Fig. 1

Primul tip de generator autoblocat este făcut în montaj cu emiterul comun şi cu reacţie între înfăşurările de colector şi bază. Schema este arătată în figura 1.

Înfăşurările sînt bobinate pe o ferită de comutaţie „Electronica". Înfăşurările de bază şi colector sînt bobinate cu sîrmă de 0,3 CuEm, iar înfăşurarea de premagnetizare, cu sîrmă de 0,1 CuEm. O particularitate originală a montajelor din această lucrare o constituie faptul că se dă comanda chiar pe înfăşurarea de premagnetizare.

Curentul continuu care trece prin înfăşurarea de premagnetizare face ca ferita să fie iniţial în starea 0 sau 1 — în funcţie de sensul înfăşurării. Transistorul este iniţial blocat, baza sa fiind din punct de vedere continuu la acelaşi potenţial cu emiterul. Impulsul de comandă poate fi pozitiv sau negativ după cum ferita este polarizată iniţial în starea 0 sau 1 şi el tinde să aducă ferita în starea sa complementară. În înfăşurările de bază şi de colector se induc forţe electromotoare în sensul arătat de săgeţi în figura 1, adică apar un potenţial negativ pe bază şi unul pozitiv pe colector care deschide brusc transistorul. Transistorul se deschide din ce în ce mai mult datorită reacţiei colector-bază şi se ajunge la valoarea nominală a curentului de colector.

Durata impulsului începe din momentul în care pentru transistoare se îndeplineşte condiţia de saturaţie de curent. Miezul de ferită are însă o inductanţă proprie mică. Curentul de colector continuă să crească mult mai încet, datorită saturaţiei de curent, şi ajunge la o valoare pentru care ferita trece în starea de saturaţie. În acest moment, miezul de ferită îşi schimbă brusc inductanţa proprie care devine foarte mare. Acesta este momentul care determină sfîrşitul impulsului. Transistorul începe să debiteze pe o sarcină foarte mică : punctul său de funcţionare pleacă spre regiunea de blocare din caracteristici, iar curentul de colector scade brusc. Această scădere a curentului de colector antrenează apariţia unor forţe electromotoare de sensuri contrare sensurilor arătate în figura 1, adică apar un plus pe bază şi un minus pe colector, care favorizează ieşirea transistorului din conducţie. Lucrurile se petrec ca şi cum prin transistor ar trece un curent de sens contrar. Acest curent face ca ferita să revină în starea de magnetizare iniţială. Constanta de timp care determină frontul anterior şi posterior al impulsului este proporţională cu inducţia proprie [3].

S-au obţinut impulsuri de curent de 0,5 A cu durată de 10 μs şi cu fronturi de creştere şi cădere de 100 ns, cu transistorul EFT 108 cu punct galben.

S-a lucrat pînă la temperatura de 35°C. Cu creşterea temperaturii, durata fronturilor creşte, astfel că la 35°C se dublează.

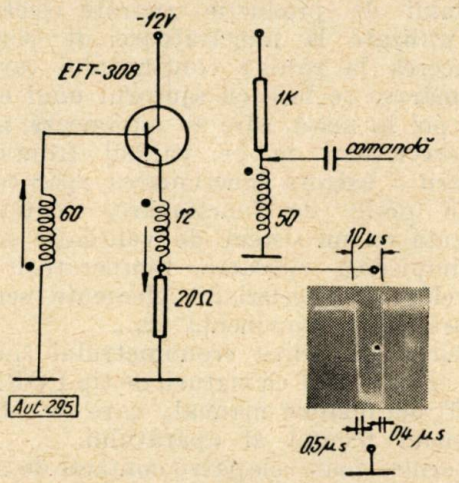



Fig. 2

Un alt tip de generator autoblocat experimentat este cu colectorul comun şi cu reacţie între înfăşurările de emiter şi bază (fig. 2).

S-au obţinut impulsuri negative de curent de 0,5 A cu fronturi de 0,5, respectiv 0,4 μs. Durata impulsului este de 10 μs, iar durata

impulsului de comandă trebuie să fie mai mare de 1 μs.

La ambele generatoare autoblocate, durata impulsului obţinut nu depinde de durata impulsului de comandă.

Frontul impulsului de comandă nu influenţează performanţele montajelor. Montajele pot

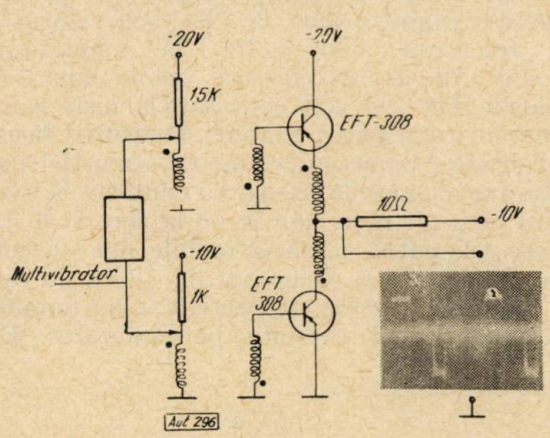



Fig. 3

fi comandate şi cu semnal sinusoidal. Frecvenţa maximă de repetiţie este de 20 kHz.

Pentru ca aceste generatoare autoblocate să funcţioneze trebuie ca transistorul să aibă β ridicat peste 40.

Dacă se urmăreşte obţinerea unor impulsuri mari de curent, de 1—1,5 A, se pot folosi montajele descrise, utilizînd însă transistoare EFT 125, EFT 131 cu punct galben. Fronturile se înrăutăţesc în primul caz la 0,5 μs şi în al doilea caz la 1 μs. Impulsuri mari de curent cu fronturi bune se obţin şi prin legarea în paralel a 2—3 transistoare EFT 108 galben.

În anumite ocazii, aceste două generatoare se pot folosi împreună. De exemplu, în cazul unui dispozitiv de sortare a feritelor după amplitudinea semnalului de răspuns (fig. 3).

Generatoarele montate după această schemă se mai pot folosi în circuitele de scriere şi interogare a memoriilor cu ferite.

Un generator serveşte pentru generarea impulsurilor de scriere în memorie, iar celălalt, pentru generarea impulsurilor de interogare a memoriei. Scrierea sau citirea se pot face la coincidenţă sau nu. Generatoarele se pot comanda direct de la matricele de selecţie a şirurilor şi coloanelor. Prin această metodă se pot face memorii cu circuite separate de scriere şi interogare.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Schwartz. *Selected semiconductor circuits handbook.*
[2] Linvill, Mattson. *Junction transistor blocking oscilators.* In: Proc. IRE, nov 1955, p. 1632—1639.
[3] Neeteson, P. *Transistors à jonctions dans les montages à impulsions.* Philips, 1961.

Ing. C. I. NITU

# O metodă pentru varierea parametrilor de acordare a regulatoarelor numerice

Construirea şi utilizarea regulatoarelor numerice s-au impus în automatizările industriale datorită preciziei de reglare, posibilităţii de a obţine diferite legi complexe de reglare şi siguranţei înalte în exploatare. Utilizarea regulatoarelor numerice în domenii diferite şi cu mari perspective (ca de exemplu acţionările electrice, reglarea de parametri a unor procese lente, în sistemele energetice ) a determinat construirea lor sub formă de dispozitive numerice specializate, rămînînd în mare parte nerezolvate problemele legate de crearea unui regulator numeric unificat.

Este cunoscut că ecuaţiei unui regulator analogic PID :

$$x_c(t) = k_R\left[\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i}\int \varepsilon(t)\,dt + T_d\frac{d\varepsilon(t)}{dt}\right] \quad (1)$$

îi corespunde, în cazul regulatorului numeric PID, ecuaţia (1, 2]:

$$x_c(t) = K_R\left\{\varepsilon(nt) + \frac{T}{T_i}\sum_{k=1}^{n}\varepsilon(Kt) + \right.$$

$$\left. + \frac{T_d}{T}\left[\varepsilon(nT) - \varepsilon(n-1,T)\right]\right\}, \quad (2)$$

pentru $nT<t<(n-1)T$.

Pentru obţinerea fiecăreia dintre cele trei componente ale mărimii $x_c(t)$ din relaţia (2), deci pentru varierea parametrilor de acordare, se utilizează de regulă multiplicarea sau divizarea cu o constantă a erorii aplicate la intrarea blocurilor care realizează componenta respectivă. Avînd în vedere că eroarea sau abaterea este de obicei exprimată sub forma unui număr de impulsuri, pentru multiplicare sau divizare s-au utilizat metode speciale. La elaborarea metodelor utilizate stau la bază următoarele criterii : precizie cît mai mare ; durata minimă pentru efectuarea înmulţirii sau divizării ; cost minim al schemei ; posibilitatea utilizării metodei în cazul regulatoarelor numerice pentru mai multe canale ; diapazon cît mai larg pentru varierea coeficienţilor.

În regulatoarele numerice elaborate de diverse firme se folosesc următoarele metode pentru multiplicare şi divizare :

1. În metoda analog-numerică de înmulţire, fiecare impuls al erorii (fig. 1) declanşează un monostabil $M$, a cărui ieşire comandă cu ajutorul porţii $P$ impulsurile de la un generator de frecvenţă înaltă. Numărătorul $N1$ serveşte pentru divizarea numărului de impulsuri, iar

$N2$ pentru însumarea în serie a rezultatului înmulţirii. Prin urmare dacă $\tau$ este durata reglabilă a impulsului monostabilului, $f$ — frecvenţa generatorului şi $m$ — numărul de ranguri

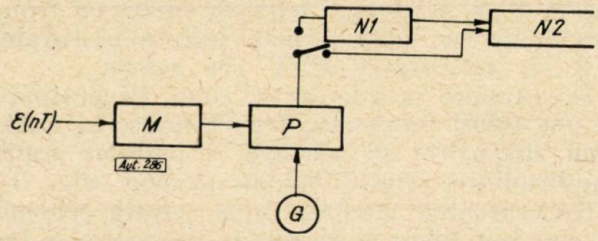



Fig. 1

al numărătorului $N1$, atunci coeficientul $K$ cu care se înmulţeşte eroarea va fi :

$$K = \frac{\tau \cdot f}{2^m}.$$

Dezavantajele acestei metode sînt : fixarea sub formă analogică a duratei $\tau$ limitează precizia de multiplicare, iar în cazul unui regulator numeric pentru $N$ canale sînt necesare $N$ monostabile identice.

2. Conform metodei numerice de înmulţire cu registre (fig. 2), fiecare impuls al erorii $\varepsilon(nT)$ înscrie prin schema de sincronizare $S$ o unitate în registrul de deplasare $RD$. În continuare, impulsurile generatorului $G$ de frecvenţă înaltă deplasează unitatea înscrisă în $RD$. În registrul de comutaţie $RC$ se înscrie constanta $K$ în cod binar. Fiecare deplasare a impulsului în $RD$ testează starea celulei corespunzătoare în $RC$ şi dacă în aceasta este o unitate, înscrie în numărătorul de însumare a rezultatului $N$ o unitate în rangul corespunzător. Prin urmare, pentru fiecare impuls al erorii conţinutul $K$ al registrului de comutaţie este transferat în numărătorul $N$.

Dezavantajele acestei metode sînt : precizia mică pentru coeficienţii subunitari, deoarece foloseşte o divizare cu un numărător auxiliar

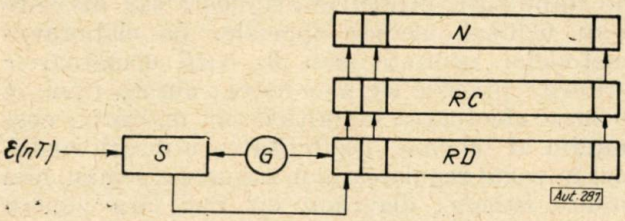



Fig. 2

binar (neutilizînd registrele), şi complexitatea relativ mare a schemei.

Pentru simplificarea structurii regulatorului numeric, în afară de criteriile de apreciere enumerate, este necesar ca metoda adoptată pentru varierea parametrilor de acordare să permită efectuarea cu aceeaşi precizie a operaţiei de multiplicare şi divizare.

În cele ce urmează se analizează funcţionarea schemei propuse pentru multiplicarea şi divizarea erorii cu o constantă.

A. *Înmulţirea erorii cu un număr întreg* (fig. 3). Fiecare impuls al erorii declanşează înscrierea în memoria $M$ a unei unităţi. Elementul logic $L$, care efectuează o operaţie logică *ŞI*, permite trecerea impulsurilor de la generatorul $G$ (de frecvenţă mai înaltă) la numărătorul decadic $ND$. Ieşirile fiecărei celule binare din decadele $D1$, $D2$ sînt conectate la nişte comutatoare cu cîte patru cîmpuri, conţinînd fiecare 10 contacte. Conexiunile sînt făcute astfel încît la fiecare coloană de cîte patru contacte să avem codul binar al unui număr de la zero la 9. Deoarece cele patru contacte mobile sînt sincronizate, înseamnă că elementul *ŞI — 1* va da semnal cînd în decada respectivă este numărul conform poziţiei indicate pe comutator. Elementul logic *ŞI — 2* sesizează existenţa simultană a numerelor dorite în toate decadele şi trece în starea zero memoria $M$.

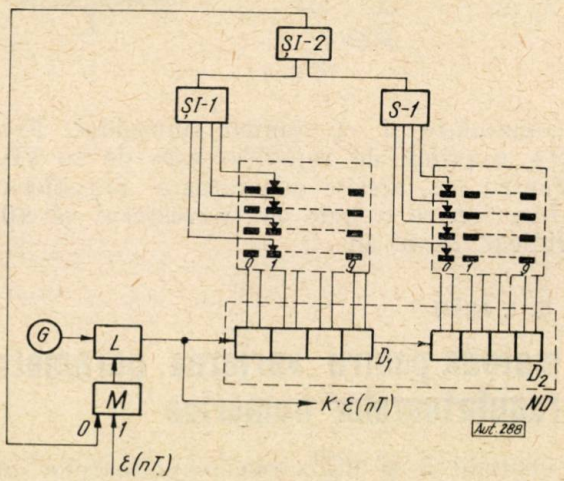



Fig. 3

Prin urmare, dacă se fixează cu ajutorul comutatoarelor o constantă $K$, atunci pentru fiecare impuls al erorii se transmit la ieşire $K$ impulsuri. Elementul *ŞI — 2* serveşte şi pentru aducerea în zero a numărătorului decadic $ND$ (prin legături care nu sînt figurate în schemă).

B. *Divizarea erorii cu un număr întreg.* În acest caz nu mai sînt necesare elementele $M$, $L$ şi generatorul $G$, iar impulsurile reprezentînd eroarea se transmit direct la numărătorul decadic $ND$. Cu ajutorul comutatoarelor se fixează constanta $K$ de divizare în cod zecimal. De exemplu, pentru $K = 12$ se fixează comutatoarele respective în poziţiile *1* şi *2*. Numărătorul $ND$, acumulînd impulsurile $\varepsilon(nT)$, pentru fiecare $K$ impulsuri va da la ieşirea elementului *ŞI — 2* un semnal, care reprezintă $\frac{1}{k}\varepsilon(nT)$. În mod identic, numărătorul $ND$ este adus în zero cu semnalele de la ieşirea elementului *ŞI — 2*.

Metoda propusă poate fi simplificată în cazul cînd rezultatul înmulţirii $K \cdot \varepsilon(nT)$ este transmis în paralel la un sumator binar zecimal *SB* (fig. 4). Se utilizează aceleaşi comutatoare, dar sensul de parcurgere a semnalelor este invers. Pentru fiecare impuls al erorii cu ajutorul unui

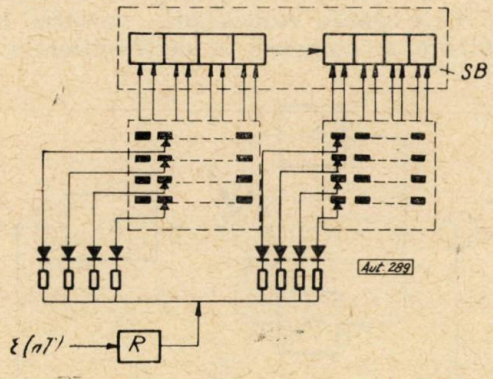



Fig. 4

repetor se transmite, prin diode şi rezistenţe, numărul $K$ în sumatorul binar zecimal *SB*. În final vor fi după fiecare tact al regulatorului $K$. $\varepsilon(nT)$ impulsuri însumate în *SB*. Se constată astfel că nu mai sînt necesare numărătoarele decadice pentru obţinerea celor trei componente din relaţia (2).

*Concluzii.* În lucrare se propune o metodă care permite efectuarea divizării înmulţirii şi erorii $\varepsilon(nT)$ cu o constantă. Precizia de înmulţire este realizată prin alegerea numărului de decade, neintervenind elemente analogice. Efectuarea înmulţirii nu introduce timpi auxiliari în ciclul regulatorului, deoarece la terminarea transmiterii erorii ea este simultan multiplicată. Divizarea se face cu aceeaşi precizie ca la prima metodă.

Pentru varierea în trepte a unui parametru de acordare în funcţie de un semnal exterior sînt necesare mai multe grupe de comutatoare şi elemente logice.

În cazul utilizării regulatorului pentru $N$ canale, comune pentru fiecare canal sînt: numărătorul decadic, elementele $M,L$ şi generatorul de semnale $G$. Prin urmare şi în acest caz se asigură un volum redus.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Krug, E. K. ş. a. *Ţifrovie reguliatori.* Moscova, Ed. Energhia, 1966.

[2] *Digital sistem for speed control.* În: Automation, nr. 9, 1962, p. 62–65.

[3] Fritzsche, W. *Digitale Regelung von Drehzahlverhältnisen.* În: AEG Mitt., nr. 3–4, 1961.

[4] Călin, S., Nitu, C. *Elemente de comparaţie pentru regulatoare numerice.* Comunicare la sesiunea Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti, mai 1966.

[5] Sîmbotin, C., Tamasciuc, C. *Comutaţia statică în automatică şi telemecanică.* Bucureşti, Ed. tehnică 1965.

---

Ing. C. SĂULESCU

# Problema comutaţiei optimale a structurilor

Un domeniu relativ nou în automatică şi căruia i se atribuie perspective importante este domeniul sistemelor automate cu structură variabilă. Problema studiată aici se referă la sisteme cu structură variabilă ca cele din figurile 1 [1], 2 [2] sau 3, structuri care pot fi reduse la structura generală din figura 4, şi anume la comutaţia diferitelor blocuri astfel ca o funcţională liniară depinzînd de mărimea de intrare şi de ieşire să fie minimizată. Numim această problemă — problema comutaţiei optimale a structurilor.

În cele ce urmează se arată că problema comutaţiei optimale a structurilor se poate reduce la o problemă de conducere optimală şi deci comportă o soluţionare prin aplicarea principiului maximului. Se vor folosi prin urmare notaţiile şi terminologia utilizate în teoria conducerii optimale [3, [4], [5].

Fie sistemul din figura 4 în care $x^* = (x^{*1}, x^{*2}, \ldots, x^{*s})$ descrie vectorul generic al mărimii de intrare, iar $x = (x^1, x^2, \ldots, x^n)$ descrie vectorul generic al mărimii de ieşire. Se presupune că dispozitivul de comandă cu structură variabilă *(DC-SV)* determină, prin comutaţii ideale (idealizare considerată şi în teoria sistemelor cu impulsuri [6] ), $m$ structuri distincte, fiecare structură putînd fi descrisă de ecuaţia vectorială:

$$\overset{\circ}{x} = f_j(x, x^*), \; j = 1, 2, \ldots, m, \qquad (1)$$

unde $f_j = (f_j^1, f_j^2, \ldots, f_j^n)$ este o funcţie vector.

Vectorul $x$, la trecerea de la o structură la alta, preia valorile finale impuse de structura anterioară drept condiţii iniţiale, asigurîndu-se astfel continuitatea traiectoriei în spaţiul fazelor. Această proprietate de continuitate apare ca o consecinţă a faptului că diferite structuri se conectează la un acelaşi obiect 0.

Problema comutaţiei optimale a structurilor poate fi enunţată în general (cazul $m$-valent) astfel: fiind date $m$ structuri (1), să se găsească

succesiunea de structuri $(\tilde{j}_1, \tilde{j}_2, \ldots, \tilde{j}_N)$ astfel încît funcționala* :

$$j \overset{\delta}{=} \int_{t_0}^{t_1} f^\circ(x, x^*)\,dt \qquad (2)$$

să ia valoarea minimă, $t_0$ și $t_1$ definind intervalul de conducere.

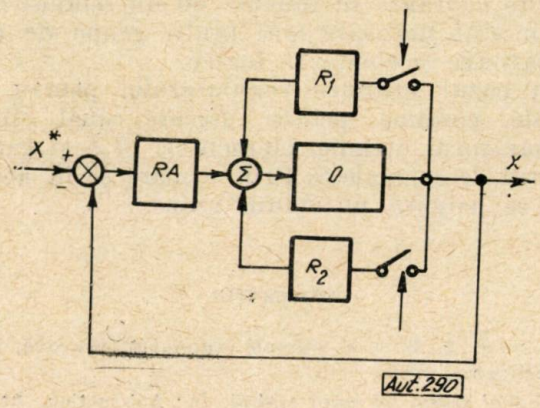



Fig. 1

Pentru simplificarea expunerii vom presupune $f^\circ \equiv 1$ ( conducere după rapiditate) și conducere dintr-un punct al spațiului fazelor $x_0 = x(t_0)$ în altul, $x_1 = x(t_1)$. (Sistemul se presupune controlabil.)

Se va considera pentru început cazul bivalent, adică al comutării a două structuri. Fie structurile distincte $S_1$ și $S_2$, descrise respectiv de ecuațiile :

$$\overset{\circ}{x} = f_1(x, x^*); \qquad (3.1)$$

$$\overset{\circ}{x} = f_2(x, x^*); \qquad (3.2)$$

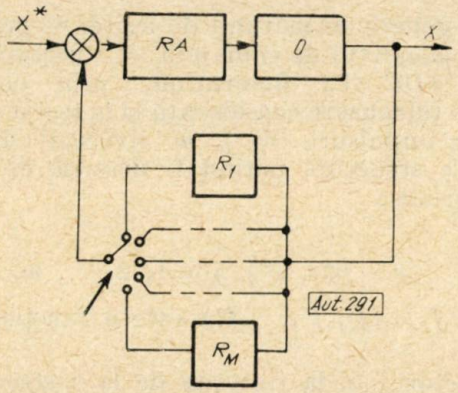



Fig. 2

în fine fie sistemul fictiv $S$, descris de ecuația :

$$\overset{\circ}{x} = f(x, x^*), \qquad (4.1)$$

unde :

$$f \overset{\delta}{=} \frac{1+v}{2} f_1 + \frac{1-v}{2} f_2, \qquad (4.2)$$

Simbolul $\overset{\delta}{=}$ se citește „egal prin definiție".

unde $v$ este un scalar pe care îl vom considera ca mărime de comandă, supusă la restricția $|v| \leqslant 1$. Observăm că $S$ se reduce la structurile $S_1$, $S_2$ respectiv pentru $v = +1$ și $v = -1$.

Sistemul $S$ este un model complet al sistemului cu structură variabilă inițial (fig. 4), deoarece orice succesiune a celor două structuri $S_1$ și $S_2$ se poate realiza prin variația corespunzătoare a comenzii $v$ pe frontierele $\pm 1$.

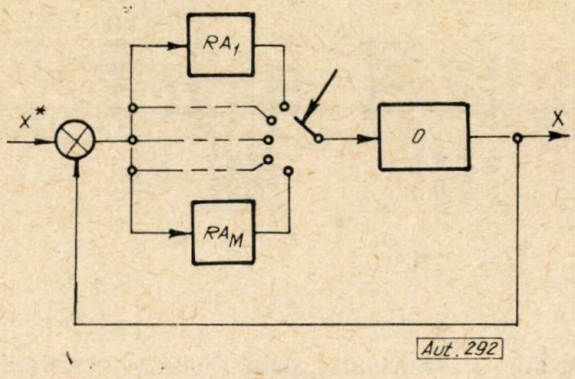



Fig. 3

Hamiltonianul sistemului $S$ este [3–5]** :

$$H(v) \overset{\delta}{=} <\psi, f> = \frac{1}{2} <\psi, f_1 + f_2> +$$

$$+ \frac{v}{2} <\psi, f_1 - f_2>, \qquad (5)$$

unde :

$$\overset{\circ}{\psi} = -\frac{\partial H}{\partial x} \qquad (6)$$

și, deci, din condiția :

$$H(v_{opt}) \overset{\delta}{=} \max_v H \qquad (7)$$

se obține condiția necesară de optim :

$$V_{opt} = \operatorname{sgn} <\psi, f_1 - f_2>. \qquad (8)$$

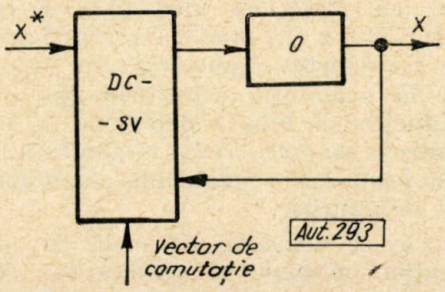



Fig. 4

Rezolvarea ecuației (7) oferă condiția necesară corespunzătoare succesiunii optime a celor două structuri.

** Simbolul $<f, g> = \sum f_i\, g^i$ notează produsul scalar al vectorilor $f$ și $g$.

Se observă că :

$$\overset{\circ}{\psi}(v=+1) = -\frac{\partial H(v=+1)}{\partial x} = -\frac{\partial H_1}{\partial x} \overset{\delta}{=} \overset{\circ}{\psi}^1; \quad (9.1)$$

$$\overset{\circ}{\psi}(v=-1) = -\frac{\partial H(v=-1)}{\partial x} = -\frac{\partial H_2}{\partial x} \overset{\delta}{=} \overset{\circ}{\psi}^2, \quad (9.2)$$

unde :

$$H_1 \overset{\delta}{=} < \psi^1, f_1 > = H(v=+1); \quad (10.1)$$

$$H_2 \overset{\delta}{=} < \psi^2, f_2 > = H(v=-1), \quad (10.2)$$

funcţiile $\psi^1$ şi $\psi^2$ preluînd condiţiile iniţiale date de $\psi^2$ şi $\psi^1$ respectiv, înainte de comutare.

Condiţia (8) devine deci :

$$\left.\begin{array}{r} v=1, \text{ dacă } < \psi, f_1 > > < \psi, f_2 > \\ \text{sau } < \psi^1, f_1 > > < \psi^1, f_2 > \\ v=-1, \text{ dacă } < \psi, f_2 > > < \psi, f_1 > \\ \text{sau } < \psi^2, f_2 > > < \psi^2, f_1 > \end{array}\right\} \quad (11)$$

Rezultă :

$$H_{i_{opt}} = \max_i H_i; \; i = 1,2, \quad (12)$$

unde :

$$H_i = < \psi^i, f_i >; \quad (12.1)$$

$$\overset{\circ}{\psi}^i = -\frac{\partial H_i}{\partial x}, \quad (12.2)$$

ca o condiţie necesară de comutaţie optimă a structurilor.

Condiţia (12) se poate extinde la cazul $m$-valent, demonstrarea făcîndu-se prin reducere la cazul bivalent.

Fiind pe structura $j$ pentru care :

$$< \psi^j, f_j > > < \psi^j, f_i >, \quad i \neq j, \quad (13)$$

cu :

$$\overset{\circ}{\psi}^j = -\frac{\partial H_j}{\partial x}$$

$$H_j = < \psi^j, f_j >$$

se va produce comutarea în momentul în care condiţia (13) nu mai este îndeplinită, funcţia $\psi^{j_\alpha}$ avînd condiţiile iniţiale egale cu valorile finale ale funcţiei $\psi^{j_\alpha - 1}$. Condiţia de comparaţie (13) nu admite ambiguităţi decît în cazul egalităţii pe un interval finit de timp, în care caz rezultă $f_{j_\alpha} \equiv f_{j_{\alpha+1}}$ şi deci structurile, practic, nu diferă (optimul poate fi asigurat de oricare din structuri, pe intervalul respectiv de timp, atît timp cît criteriul de optim (2) nu conţine decît mărimile $x^*$ şi $x$).

Condiţia necesară (12) se extinde la cazul $m$-valent :

$$H_{i_{opt}} = \max_i H_i; \; i = 1, 2, \ldots, m; \quad (14.1)$$

$$H_i = < \psi^i, f_i >; \quad (14.2)$$

$$\overset{\circ}{\psi}^j = -\frac{\partial H_i}{\partial_x}. \quad (14.3)$$

Pentru demonstrarea suficienţei condiţiei (14) trebuie demonstrate existenţa şi unicitatea soluţiei. Nu vor fi studiate aici această problemă şi nici implicaţiile celor stabilite mai sus.

Problema rezolvată aici principial comportă aceleaşi dificultăţi de calcul ca şi oricare altă problemă de conducere optimală rezolvată pe baza aplicării principiului maximului [3 — 5,7]. Faţă de problemele prezentate pînă acum în literatură (de exemplu [8], [9] etc.), problema expusă în articolul acesta diferă prin faptul că structurile distincte se presupun date, fără să fie considerate liniare. Modul de tratare a problemei prezintă analogii cu cel folosit în [10].

**BIBLIOGRAFIE**


[1] Nath, N. G., Bhattacharyya, A. K., Choudhury, A. E. *Transient response improvement of servo-systems by discrete control of parameter.* In : J. electron. and control, nr. 4, 1964, p. 449—464.

[2] Mishkin, E., Braun, L. *Adaptive control systems*, New York, 1961.

[3] Pontriaghin, L. S. ş.a. *Matematiceskaia teoriia optimalnîh profesov.* Moscova, 1961.

[4] Boltianskii, V. G. *Matematiceskie metodî optimalnovo upravlenie.* Moscova, 1966.

[5] Athans, M., Falb, P. *Optimal control.* New York, 1966.

[6] Jury, E. *Sampled-data control systems.* New York.

[7] Leondes, C. T. *Advances in control systems.* Londra, 1964.

[8] Taran, V. A. *Primenenie nelineinoi korreţkii i peremennoi strukturî dlia ulucişenia dinamiceskih svoistv sistem avtomaticeskovo regulirovania.* In : A.N.-S.S.S.R. Avt. i telemeh., nr. 1, 1964, p. 140—149.

[9] Utkin, V. I. *Kvaziinvariatnoe upravlenie vînujdennîm dvijeniem lineinîh obiektov s peremennîm parametrami.* In : Izv. A.N.-S.S.S.R. Tehn. kib., nr. 5, 1966, p. 153.

[10] Bermant, M. A., Emelianov, S. V., Taran, V. A. *Dvijenie sistem s peremennoi strukturoi v skoliziascim rejime.* In : A. N. — S.S.S.R. Avt. i telemeh., nr. 8, 1965, p. 1336—1347.

# ACTUALITĂŢI

## Actualităţi în construcţia de transistoare de înaltă frecvenţă

### Tehnica ecranării integrate (integrated screening)

Transistoarelor planar-epitaxiale, considerate ca dispozitive care cumulează toate rafinamentele tehnologiei semiconductoarelor, li s-a adus încă o perfecţionare în vederea introducerii lor în circuitele de frecvenţă foarte înaltă ale televizoarelor; recent, constructorii de transistoare de la firma Philips au elaborat transistoare cu capacitate colector-bază foarte mică (0,165 pF), realizate în tehnica „ecranării integrate".

Pentru obţinerea unei capacităţi colector-bază mici, de ordinul 0,15 pF, este necesar ca structura să aibă dimensiuni extrem de mici, de ordinul zecilor de microni, ceea ce este uşor de realizat prin tehnica planară. Apare însă o problemă nouă : contactarea (legarea electrică cu fire de aur pe terminale) emitorului şi bazei nu se mai poate face deasupra structurii, la dimensiuni de ordinul de mărime arătat, şi este necesară o prelungire a metalizărilor emitorului şi bazei în afara structurii, pentru formarea aşa-numitei „suprafeţe de contactare"; această prelungire a metalizărilor se face peste stratul de oxid care acoperă suprafaţa siliciului.

Capacitatea nedorită care se formează între bază şi colector (electrodul-bază este metalizarea suprafeţei de contactare, electrodul-colector este siliciul de sub metalizare, iar dielectricul, stratul de oxid care izolează metalizarea de siliciu) este de ordinul 0,4 pF şi apare în paralel cu capacitatea colector-bază a regiunii active a transistorului, de 0,15 pF, făcînd ineficace eforturile depuse pentru reducerea celei din urmă.

Tehnica ecranării integrate, apărută nu de mult, a permis să se rezolve această problemă în felul următor : suprafaţa de contactare se difuzează, prin mască de oxid, cu impurităţi acceptoare, formîndu-se o joncţiune *PN*, a cărei regiune *P* se pune în legătură cu emitorul printr-o metalizare suplimentară (fig. 1). Metalizarea suprafeţei de contactare se depune peste stratul de oxid crescut deasupra regiunii *P* a joncţiunii *PN* formate. În felul acesta, capacitatea de contactare nu mai apare între intrare (bază) şi ieşire (colector), ci între bază şi regiunea *P* a joncţiunii difuzate sub suprafaţa de contactare şi legată electric la electrodul comun (emitor).

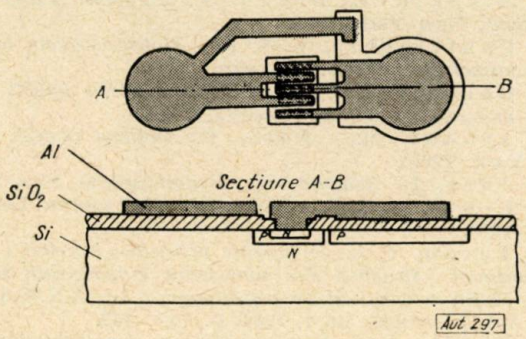



Fig. 1

Schema echivalentă a structurii obţinute este dată în figura 2, *a*. Dioda care apare între colector şi emitor este polarizată, în sensul invers conducţiei, de tensiunea colector-emitor a transistorului, deci contează numai ca o capacitate (capacitatea de barieră a joncţiunii), de ordinul 0,4 pF (fig. 2, *b*); această capacitate nu este supărătoare, ea adăugîndu-se la capacitatea de acord a circuitului de colector. Capacitatea de contactare $C_1$ este tot de ordinul 0,4 pF şi apare în paralel cu intrarea transistorului.

În felul acesta, capacitatea de reacţie a fost redusă la 0,165 pF (0,150 pF capacitatea de barieră a colectorului +0,015 pF capacitatea datorită capsulei), eliminîndu-se complet efectul capacităţii de contactare asupra capacităţii de reacţie a transistorului.

Datele menţionate se referă la transistorul BF 167, care este planar (neepitaxial). În aceeaşi tehnică a fost realizat şi transistorul planar-epitaxial BF 173, destinat aceloraşi aplicaţii (etajele de frecvenţă foarte înaltă ale televizoarelor).

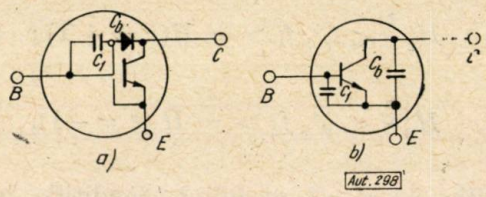



Fig. 2

### Tehnologia conexiunilor-traversă (beam-lead technology)

La Bell Telephone Laboratories s-a patentat recent o nouă tehnologie de obţinere a dispozitivelor semiconductoare, aplicabilă atît la componente discrete (diode, transistoare), cît şi la circuite integrate.

Spre deosebire de tehnologia clasică, în care fixarea mecanică a structurii semiconductoare în capsulă se făcea prin lipirea siliciului (a regiunii de fund a colectorului) pe un suport metalic („ambază"), în tehnologia „beam-lead" structura este suspendată, în consolă, pe conexiunile emitorului, bazei şi colectorului (colectorul este scos pe aceeaşi faţă a structurii ca şi baza şi emitorul), executate sub forma unor traverse de aur depuse electrochimic, groase de aproximativ 13 microni şi sprijinite la rîndul lor pe nişte metalizări aplicate pe suportul mecanic izolant al dispozitivului. În felul acesta, fundul structurii este complet degajat şi se elimină operaţia de sudură pe ambază.

Decuparea pastilelor în această tehnologie nu se face în mod obişnuit, prin zgîriere cu diamant, ci prin corodare chimică, discul de siliciu care conţine structurile fiind corodat prin mască pe partea nedifuzată ; pe partea difuzată se aplică un şablon perforat pe care, în urma îndepărtării siliciului inutil, structurile rămîn suspendate prin conexiunile-traversă, fiind astfel poziţionate „pe bandă" pentru operaţiile următoare şi eliminîndu-se manipularea individuală.

De asemenea, tehnologia descrisă oferă avantajul eliminării operaţiei dificile de termocompresiune individuală a conexiunilor pe structură.

Tehnologia „beam-lead" este recomandată pentru producerea de serie a transistoarelor de înaltă frecvenţă de comutaţie.

Pentru circuitele integrate ea oferă avantajul izolării diverselor regiuni difuzate în aceeaşi plăcuţă de siliciu prin îndepărtarea pur şi simplu a siliciului dintre aceste regiuni, legarea electrică şi mecanică între diferite regiuni făcîndu-se prin conexiunile-traversă.

Încercările mecanice, la acceleraţia de 135 000 g şi climatice la 360°C, timp de 1 000 ore, au verificat siguranţa în funcţionare a dispozitivelor construite în această tehnologie.

Ca procese tehnologice de detaliu, noua tehnologie conţine unele faze dificile ; de exemplu, contactarea traverselor de aur pe siliciu nu se face direct, ci prin intermediul unui sistem metalurgic complicat, cu mai multe straturi, Si-$Pt_5Si_2$-Ti-Pt-Au, iar îndepărtarea platinei după aplicarea traverselor de aur se face într-o tehnologie nouă, special elaborată (bombardament cu descărcare în scîntei).

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Hetterscheid, W. Th. ş. a. Vision, I. F. *amplifiers equiped with silicon planar transistors BF 167, BF 173.* In : Electronic applications, nr. 2, 1966.

[2] Lepselter, M. P. *Beam-lead devices and integrated circuits.* In : Proc. IEEE, apr 1965.

[3] Lepselter, M. P. *Beam-lead technology.* In : Bell syst. techn. journ., febr 1966.

*C. Bulucea*

# Automatizarea întrebuinţînd regulatoare numerice

În domeniul automatizărilor convenţionale noutatea esenţială din ultimul timp o constituie introducerea regulatoarelor numerice. Regulatoarele analogice tip PID conduc o singură buclă de reglare. Întrebuinţînd metode numerice, este posibil ca un singur ansamblu de calcul să primească succesiv informaţii de la mai multe elemente de măsură şi să transmită elementelor de execuţie corespunzătoare, comenzile necesare stabilite pe baza unui algoritm. Aceste

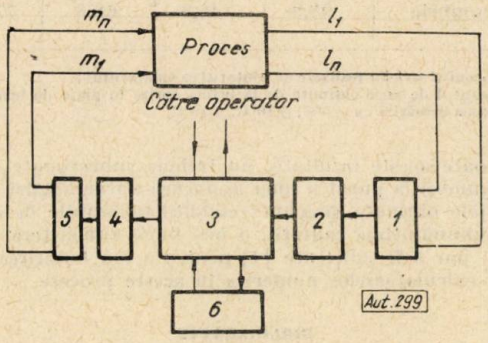



Fig. 1. Automatizare cu regulatoare:

1 — $n$ elemente de măsură; 2 — convertoare analog-numerice de intrare; 3 — unitatea de calcul numeric cuprinzînd şi dispozitivele de memorie; 4 — convertoare numerice-analogice de ieşire; 5 — $n$ elemente de execuţie; 6 — memorie auxiliară; $l_1 \ldots l_n$ — mărimile de ieşire; $m_2 \ldots m_n$ — mărimile de execuţie.

operaţii se realizează succesiv pentru mai multe bucle. Schema unei asemenea instalaţii, denumită în tehnologia de limba engleză" direct digital control" sau prescurtat DDC, este arătată în figura 1 [1] pentru reglarea a $n$ parametri. În figura 2 se arată un caz de aplicare a unui asemenea sistem la un cuptor de sticlă [4]. De altfel un sistem de comandă numeric de acest fel poate realiza şi alte operaţii în afară de aceea de a regla parametrii $l_1 \ldots l_n$ , şi anume: alarmă, transmitere de informaţii spre operator, transmiterea informaţiilor pentru înregistrare spre un sistem de memorie auxiliar.

Algoritmul reglării poate fi de tipul:

$$C_n = K_P a_n + K_I a_n + \sum_{0}^{n=n-1} K_I a_n + K_D(a_n - a_{n-1}),$$

în care timpul de testare este $T$.

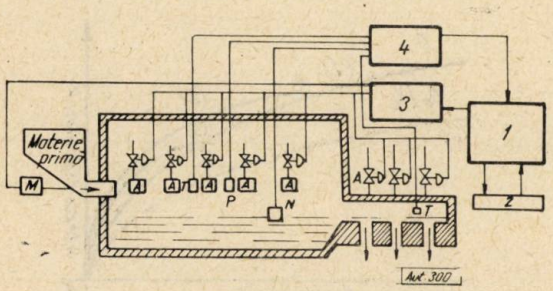



Fig. 2. Sisteme de reglare numerică pentru un cuptor de sticlă [4]:

1 — dispozitivul de calcul pentru reglarea numerică; 2 — pupitrul dispecerului; 3 — convertor numeric-analogic pentru mărimile de comandă; 4 — convertor analog-numeric pentru mărimile măsurate; $M$ — motorul alimentatorului; $T$ — măsurare de temperatură; $P$ — măsurare de nivel; $A$ — arzătoare.

O formă mai elaborată poate fi următoarea:

$$C_n = Prop_n + Integ_n + Der_n,$$

în care:

$$Prop_n = K_P a_n (1 + K_{NL} | a_n |);$$
$$Integ_n = K_P K_I a_n (1 + K_{NL} | a_n |) + Integ_{n-1};$$
$$Der_n = K_P K_D (r_n - r_{n-1} |),$$

adică:

— efectul $P$ şi efectul $I$ cuprind o corecţie neliniară care măreşte amplificarea cînd $(l_n)^2$ nu este neglijabil;

— corecţia neliniară este deosebit de folositoare la reglări de debit;

— este posibilă introducerea unui algoritm autoadaptiv prin modificarea lui $K_P$ atunci cînd amplificarea buclei variază.

Problema cea mai importantă în legătură cu funcţionarea unui asemenea regulator este legată de siguranţa în funcţionare. Din acest punct de vedere trebuie deosebite două situaţii:

— defecte care atrag o completă întrerupere a reglării, ceea ce poate însemna oprirea procesului;

— defecte care nu influenţează reglarea sau o afectează numai parţial.

În categoria primă se cuprind:

— defecte în unitatea care face comutaţia şi care cuprinde partea de calcul a calculatorului;

— defecte ale elementelor care fac transformarea analog-numerică sau numeric-analogă.

Totuşi aceste defecte se referă la elemente ale sistemului cu cea mai mare siguranţă în funcţionare şi deci probabilitatea apariţiei lor este mică. Pe de altă parte, programul poate executa periodic o secvenţă dată de instrucţiuni cu care se poate verifica funcţionarea unităţii centrale. În acelaşi fel se pot acţiona periodic elementele de execuţie din diferite bucle pentru a controla convertoarele analog-numerice şi numeric-analoge.

O soluţie simplă a siguranţei în funcţionare constă în a prevedea o reglare manuală, independentă de calculator. În soluţii mai elaborate se prevăd elemente de rezervă care pot fi întrebuinţate imediat, ceea ce înseamnă însă la limită să se prevadă un al doilea sistem DDC.

Avantajele sistemelor de reglare numerice par a fi următoarele:

— activitatea operatorului este uşurată şi intervenţia sa, mai eficientă, datorită centralizării informaţiei şi sistemelor de reglare în volume reduse;

— introducerea sistemului DDC furnizează inginerilor o cunoaştere mai bună a proceselor reglate şi le permite să aplice reglări cu concepţii mai complexe;

— se pot întrebuinţa algoritme de reglare neliniare cu rezultate îmbunătăţite faţă de cele liniare;

— un sistem de reglare numeric poate fi uşor integrat într-un sistem de optimizare care modifică mărimile de referinţă din diferite sisteme de reglare în conformitate cu un anumit criteriu.

## BIBLIOGRAFIE

[1] Dubinsky, A. *Direct digital control.* International congress on automation, Anvers, 1966, comunicarea B.11.

[2] Van Otterloo, P. *Posibilities of a special purpose DDC system.* International congress on automation, Anvers, 1966, comunicarea B 13.

[3] Guignabodet, I. *Digital control of a paper machine drying section.* International congress on automation, Anvers, 1966, comunicarea C 3.

[4] Hudgins, P. *Fiberglas process control using DDC.* Second IFAC-IFIP international conference, Menton, 1967.

## Progrese recente în automatizarea oţelăriilor cu oxigen

Ca urmare a experimentărilor din ultimii ani s-a putut obţine ca operaţia de afinaj din oţelăriile cu procedeu prin oxigen să se facă prin automatizări complexe întrebuinţînd calculatoare numerice în circuit închis. Aceste progrese se bazează pe utilizarea unui model matematic al procesului, a cărui eficacitate depinde în mare măsură de calitatea elementelor de măsură disponibile [1].

Cu toate aceste experimentări, estimarea în cifre a avantajelor acestui tip de automatizări este dificilă şi nu va putea fi într-adevăr stabilită decît după o examinare, deseori delicată, a rezultatelor unei exploatări industriale îndelungate. Decizia de a introduce o automatizare prin calculatoare numerice în asemenea procese va constitui, încă un oarecare timp, o dovadă de optimism. În discursul inaugural al congresului consacrat automatizărilor în siderurgie, ţinut la Amsterdam în 1965, M. A. Drijver a rezumat acest optimism citînd un proverb olandez: „întîi trebuie să plăteşti şi apoi să cîştigi".

În asemenea automatizări stabilirea exactă a modelului legată bineînţeles de precizia diferitelor măsurări condiţionează reuşita automatizării întrebuinţînd calculatoare [2], [3].

Ţinînd seamă de toate aceste aspecte, este interesant de examinat rezultatele obţinute în cele cîteva cazuri în care aceste rezultate s-au publicat în literatura de specialitate. Ne vom referi în acest scop la aplicarea unei asemenea automatizări la oţelăriile Italsider din Tarent şi Bagnoli. În ambele cazuri s-au întrebuinţat calculatoare CAE 510, cel din Tarent controlînd două convertizoare de 300 tone în funcţionare alternativă, iar cel din Bagnoli, trei convertizoare de cîte 150 tone, dintre care două funcţionează simultan. Calculatoarele sînt de tip universal, rapide şi avînd o memorie cu ferite de 16 000 cuvinte, extensibilă la 32 000 cuvinte. Informaţiile sînt transmise la diferiţi operatori cu ajutorul a cinci maşini de scris automate, trei tablouri luminoase cuprinzînd indicaţii asupra greutăţii fontei, adăugirilor etc., precum şi ieşiri analogice pentru diferite înregistratoare. Rezultatele obţinute la Tarent în 1966 sînt indicate în tabela 1.

*Tabela 1*

| Luna | f% | % | | |
|---|---|---|---|---|
| | | ± 5°C | ± 10°C | ± 15°C |
| Iunie | 99,8 | 45,3 | 68,1 | 80,3 |
| Iulie | 99,4 | 46,1 | 68,9 | 80,1 |
| August | 98,5 | 49,9 | 71,1 | 80,4 |
| Septembrie | 98,9 | 46,9 | 68,8 | 77,9 |

*f%* – procentul şarjelor realizate cu ajutorul calculatorului;
% – procentul de şarje obţinute de la prima oprire în plaja de temperatură faţă de aceea urmărită cu ±5°C, ±10°C, ±15°C.

Cu toate aceste rezultate, nu trebuie subestimate dificultăţile punerii la punct a unei asemenea automatizări. Totuşi avantajele obţinute, precum: condiţii favorabile de exploatare, îmbunătăţirea calităţii, o mai bună cunoaştere a procesului, par a fi suficiente [4] pentru a lua hotărîrea introducerii calculatoarelor numerice în aceste procese.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Bisseliches, J., Saint-Léger, A. *Récents développements de l'automatisation dans les aciéries à l'oxygène.*

[2] Cesselin, Ph., Westercamp, Ph. *Exploitation des calculateurs numériques installés dans les aciéries à l'oxygène.* Congres IFAC, Londra, iunie 1966.

[3] Cesselin, Ph. *Influence des erreurs de mesures et d'analyses diverses sur la précision des réglages à l'affinage à l'oxygène pur.* Congrès des ingénieurs d'aciéries à l'oxygène de l'ATS, mai 1966.

[4] Meyer, H. W., Glascow, I. A. *Developement and operation of BOF dynamic control.* General meeting of American Iron and Steel Institute, mai 1966.

## Automatizarea conducerii trenurilor

Ne-am putea imagina, după acest titlu, că s-ar putea ca conducerea trenului să poată fi făcută de un robot care să realizeze toate operaţiile pe care acum le face mecanicul. Dacă se examinează însă activitatea mecanicului, se constată că numeroase sarcini ale lui pot fi preluate de dispozitive automate, dar că altele nu. În această din urmă categorie este cuprinsă activitatea în legătură cu evenimente neprevizibile, ca opriri din cauza prezenţei unor obstacole sau pentru înlocuirea pieselor defectate.

Asta înseamnă că în circulaţia metrourilor, unde asemenea evenimente neprevăzute nu sînt de temut, problemele puse de conducerea automată sînt mult mai simple decît cele ale circulaţiei trenurilor convenţionale şi din această cauză pentru ultimele tipuri de trenuri prezenţa conducătorului este necesară, cel puţin încă o lungă perioadă de timp. Cu toate acestea, automatizarea unei părţi din activitatea mecanicului trenului prezintă o importanţă deosebită şi aceasta din mai multe motive.

Primul motiv se referă la siguranţa funcţionării. Această siguranţă este considerată ca fiind îndeplinită dacă viteza oricărei garnituri de tren este în toate cazurile stăpînită aşa încît să se evite ciocniri sau deraieri. Se consideră că ciocnirea este evitată dacă, oricare ar fi obstacolele de pe linie, viteza este astfel reglată încît se menţine în orice caz o distanţă mai mare decît distanţa de frînare. Se consideră că deraierea este evitată dacă viteza maximă permisă fiecărui tip de tren nu este niciodată depăşită.

Al doilea motiv pentru automatizare este economia. De obicei pe orice tren sînt doi mecanici. Dacă unele dintre operaţii pot fi automatizate, atunci va fi suficient un singur mecanic. Economia obţinută astfel poate justifica introducerea unei reglări automate a vitezei trenului.

Un alt motiv important provine din creşterea capacităţii de transport.

Cercetări amănunţite au arătat că toate informaţiile, atît acelea care provin din caracteristicile garniturii trenului,

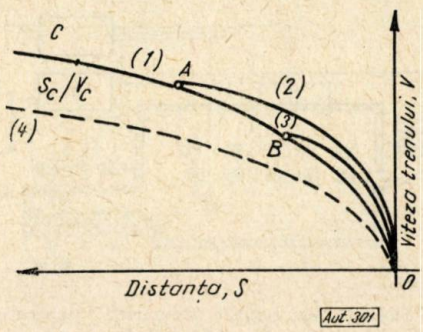



Fig. 1

cît şi acelea referitoare la traseu, pot fi concentrate într-o diagramă denumită distanţă-viteză (fig. 1) [1]. În această figură, curba *1* corespunde unui anumit tren şi unui anumit traseu. Dacă o frînare este începută în punctul *A*, atunci trenul se va opri la punctul *O*. Acelaşi lucru se va petrece dacă frînarea începe în *B*. Dar viteza nu va urmări în acest

caz curba *1* dacă frînarea începe în *A*, şi curba *3* dacă începe în *B*. În orice caz curba *1* poate fi folosită ca o curbă a vitezelor limită în timpul frînării procesului. Dacă prin conducerea manuală se depăşeşte această curbă, atunci intervin dispozitive automate pentru o frînare suplimentară. Pentru că cu oarecare aproximaţie curba *1* are forma unei parabole, este suficient să fie cunoscute două puncte ale ei, de exemplu *O* în care viteza şi distanţa sînt zero şi *C* în care ele sînt $V_C$ şi $S_C$.

Desigur că o asemenea curbă este valabilă pentru un anumit tren şi o secţiune de linie orizontală. Dacă există o pantă, atunci curba *1* devine curba *4*.

Aceste calcule, a căror complexitate este destul de mare, sînt făcute de calculatoare mici specializate şi care primesc informaţii asupra vitezei $V_C$ şi poziţiei $S_C$. Calculele sînt făcute la diferite viteze începînd de exemplu de la 10 km/h. Legătura dintre informaţiile de-a lungul căii şi operaţiile de pe trenul în mişcare constituie de asemenea o parte destul de complexă a unei astfel de automatizări.

O soluţie care pare interesantă este aceea de a prevedea un calculator central pentru o reţea importantă şi legături între calculatorul central şi fiecare tren în orice moment.

În orice caz numeroase organizaţii de căi ferate din Europa şi din alte continente fac cercetări foarte susţinute în direcţiile indicate în această expunere sumară.

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Karsberg, A. *Problems connected with automatic train driving.* Conferinţa IFAC/IFIP, iunie 1967.

[2] Alston, L. L., Clark, P. W., Savage, M. *Simulation and control of train movement.* Conferinţa IFAC/IFIP, iunie 1967.

*I. Papadache*

---

# RECENZII

**Manual de inginerie a sistemelor.** New York, McGraw-Hill, 1965, 1036 p., 564 fig., 896 ref. bibl.

În afara procesului de dezvoltare analitică a ştiinţei, proces prin care se acumulează mereu cunoştinţe noi referitoare la un anumit domeniu, în epoca noastră se intensifică şi procesul de sinteză, prin care se dezvoltă noi ştiinţe de frontieră. În această categorie intră, de exemplu, cibernetica; recent a apărut şi disciplina cunoscută sub numele de „ingineria sistemelor". Este vorba de considerarea, dintr-un punct de vedere nou, a unora dintre cele mai diverse preocupări ale ştiinţei contemporane.

Noţiunea de sistem este, în general, familiară. Cu toate acestea unele precizări ale acestei noţiuni nu sînt lipsite de interes. Cel mai bine însă noţiunea poate fi desprinsă considerînd tipurile de sisteme studiate în lucrarea la care ne referim.

Manualul de inginerie a sistemelor este constituit din mai multe părţi, din care prima este o introducere, în care se prezintă metodologia ingineriei sistemelor.

Partea a doua este rezervată sistemelor care ne înconjoară: oceane, suprafeţe uscate, arii urbane, atmosfera joasă, atmosfera înaltă, cosmosul.

Cea de-a treia parte se ocupă de componentele sistemelor, considerate din punct de vedere modern. Din această parte, cititorul poate obţine o serie de noţiuni fundamentale expuse cu foarte multă concizie, referitoare la calculatoare digitale, circuite logice, elemente analogice de calcul, calculatoare hibride, echipamente şi sisteme de telecomunicaţii, radar, tehnica razelor infraroşii, optică tehnică, sisteme de sateliţi, sisteme aerodinamice, ghidare automată, propulsie, sisteme de conversiune a energiei.

Partea a patra se ocupă de teoria sistemelor. Aci sînt prezentate: teoria informaţiei, teoria jocurilor, teoria deciziei, metoda simplex, programarea liniară şi programarea dinamică, procesele de aşteptare şi procesele Markov, sistemele cu reacţie, sistemele adaptive şi instruibile.

Partea a cincea se ocupă de tehnica sistemelor. Aci intră prelucrarea umană a informaţiei, simularea, siguranţa în funcţionare, încercarea sistemelor, conducerea, sistemele radiotelemetrice.

În ultima parte se dau unele noţiuni de matematică, în legătură cu ingineria sistemelor: probabilităţi, proprietăţile transformatelor Laplace şi ale altor transformări integrale, elemente de analiză numerică, elemente de calcul al propoziţiilor.

Cartea este un excelent manual, în care diferitele probleme sînt expuse de persoane care se bucură de un deosebit prestigiu pe plan mondial, fiind considerate autorităţi în materia respectivă. Expunerile sînt făcute în mod concis şi recurgîndu-se la cele mai moderne metode ale ştiinţei contemporane: grafuri de semnal, transformări integrale etc.

Prin bogăţia informaţiei, lucrarea este deosebit de utilă tuturor celor care se interesează de cibernetică, de automatică, ca şi de noile căi de progres al tehnicii inginereşti.

*Ed. Nicolau*

R. Oldenburger. **Conducerea optimală.** Ed. Holt, Rinehart Wiston, 1966, 242 p.

Dezvoltarea automaticii a ajuns în ultimul deceniu la un nivel în care se impunea formularea unei teorii unitare asupra conducerii optimale.

Însă pînă în prezent puţini autori au încercat să înmănuncheze bogatul material existent; de aceea se poate considera, pe bună dreptate, ca un merit deosebit al autorului acestei cărţi gruparea materialului, aproape în totalitate original, şi evidenţierea unor laturi necunoscute în domeniul comenzii optimale.

Se poate spune totuşi că conţinutul cărţii nu este în concordanţă cu titlul ei, deoarece cartea prezintă numai unele aspecte, desigur interesante, legate de conducerea optimală.

Cartea se ocupă cu optimizarea sistemelor de ordinele 2 şi 3 (uneori se extind anumite proprietăţi şi la sistemele de ordin superior pentru obţinerea unui răspuns în timp minim, a unei erori minime, a unui suprareglaj minim sau a unor performanţe de compromis. Se sintetizează funcţia de comutare a sistemului pentru un sistem optimal. Noţiunea de sistem optimal diferă de la un capitol la altul în funcţie de abordarea subiectului. În cadrul celor 10 capitole ale cărţii, propoziţiile importante sînt date sub formă de teoreme, această prezentare dînd cărţii un caracter didactic.

Introducerea prezintă necesitatea noţiunii de regulator optimal în tehnică, pornind de la regulatoarele hidraulice.

În capitolele 1 şi 2, autorul dă noţiunile legate de conducerea optimală şi prezintă modul de punere a problemei în cazul sistemelor de ordinele 2 şi 3. Se pune accent pe funcţia de comutaţie (cu exemplificare la sistemele cu saturaţie), pe satisfacerea condiţiilor iniţiale speciale, pe timpul de comutaţie.

Capitolul 3 este consacrat teoriei sistemului de ordinul 2; se stabilesc condiţiile pentru ca un sistem de ordinul 2 să fie optimal în sensul minimizării timpului de răspuns al sistemului la o intrare treaptă.

În capitolul 4 se prezintă principiul maximului, verificîndu-se totodată rezultatele obţinute în capitolele precedente în care s-a ajuns la regulatorul optimal ţinînd seamă de geometria răspunsului sistemului.

Funcţiile de comutaţie optime pentru sistemele de ordinele 2 şi 3 sînt expuse în capitolul 5. Se stabileşte avantajul folosirii funcţiilor de comutaţie simplificate; se dau cîteva exemple pentru unele sisteme care conduc la funcţii de comutaţie exprimabile prin ecuaţii algebrice.

În practică însă aceste cazuri simple sînt ideale şi de aceea în capitolul 6 se introduc sistemele de ordin superior şi sistemele neliniare, care în esenţă se tratează ca cele de ordinele 2 şi 3, numai că în aceste cazuri se obţin comportări suboptimale.

Capitolul 7 arată cum se simplifică funcţia de conducere neliniară sau, eventual, funcţia de conducere suboptimală dacă se ţine seamă de compromisurile care se pot face în practică.

În capitolele 8 şi 9, autorul se străduieşte să dea un răspuns sistemelor cu perturbaţii arbitrare, rezolvînd în detaliu cazul perturbaţiilor în formă de rampă. Dacă perturbaţiile sînt suficient de bine cunoscute dinainte, se pot obţine răspunsuri optimale în sensul minimizării erorii, a duratei răspunsului sau printr-un compromis între acestea.

În capitolul 10, autorul indică unele generalizări posibile pentru cazul sistemelor neliniare şi al sistemelor cu mai multe variabile.

Cartea este deosebit de utilă acelora care doresc să se iniţieze în domeniul conducerii optimale, putînd fi considerată ca o lucrare valoroasă în acest domeniu.

*L. Lupaş*

**Reglarea optimală şi extremală.** M.I.I. Press, 1966, 50 pag.

Lucrarea de faţă cuprinde o serie de articole publicate în domeniul reglării optimale şi extremale în ultimii 17 ani. Domeniul fiind foarte vast, au fost selectate 38 de lucrări dintre cele mai reprezentative. Un merit deosebit în această alegere judicioasă revine desigur editorului, R. Oldenburger.

Un capitol introductiv prezintă în detaliu situaţia actuală în domeniul sistemelor optimale şi extremale; se indică o amplă bibliografie de peste 300 de referinţe.

Celelalte articole prezentate sînt grupate în cinci capitole, şi anume: conducerea optimală a sistemelor fără restricţii, conducerea optimală a sistemelor cu restricţii, minimizarea unei funcţionale pentru sistemele cu restricţii, metode statistice în conducerea optimală, şi reglarea extremală.

În domeniul conducerii optimale fără restricţii, lucrările lui D. Graham, R. C. Lathorp şi A. M.Lotov prezintă proiectarea răspunsului optim, ţinînd seamă de criteriul impus.

În capitolul 2 sînt abordate problemele legate de conducerea optimală a sistemelor cu restricţii prin metode clasice, în timp ce capitolul 3 este destinat aplicaţiilor principiului maximului la conducerea optimală.

Metodele statistice în conducerea optimală sînt sumar tratate în capitolul 4.

Capitolul 5 este rezervat lucrărilor din domeniul reglării extremale, începînd de la articolul remarcabil al lui Draper şi Li şi terminînd cu lucrările recente ale lui Feldbaum.

Această carte are meritul de a reuni laolaltă multe lucrări de specialitate, foarte importante, care sînt altfel greu accesibile.

*L. Lupaş*

## DOCUMENTARE

Stănciulescu, F. **Concepţia şi realizarea electronică a schemelor logice cu siguranţă mare în funcţionare.** In: Automatisme, nov 1966, p. 597—602.

Articolul, dintre puţinele cu această tematică, tratează problema schemelor cu siguranţă la defectare, denumite uneori scheme cu securitate în funcţionare. Aceste scheme au în esenţă o concepţie de o asemenea natură, încît transpuse într-o realizare fizică nu permit unor elemente, de obicei din partea de ieşire a circuitelor, în cazul apariţiei unui defect în schemă, decît o funcţionare într-un regim anumit.

Articolul recenzat este împărţit în trei părţi.Prima parte enunţă ideile care stau la baza concepţiei unei scheme logice cu siguranţă la defectare.

În partea a 2-a se tratează problema sintezei electronice a schemelor cu siguranţă la defectare.

În partea a 3-a sînt expuse cercetările teoretice pentru elaborarea unei scheme logice de comandă a unei staţii de cale ferată şi apoi realizarea schemei electronice.

Lucrarea descrie apoi construcţia modelului electronic şi a machetei staţiei cu ajutorul unui sistem de elemente logice tip NICI pentru schema logică de selecţie şi semnalizare, şi cu ajutorul unui sistem de elemente logice cu siguranţă la defectare tip F-T, SAU-ŞI şi MEMORIE pentru schema de bază (compatibilităţi, macazuri, semnale). Se menţionează verificările experimentale efectuate în scopul determinării siguranţei la defectare.

Schmid, H. **Aparate de măsură numerice cu preţ scăzut.** In: Electronics, nr. 24, 28 nov 1966.

Dimensiunile mici şi costul redus al circuitelor liniare şi numerice integrate fac posibilă construirea de voltmetre, ampermetre şi ohmmetre numerice tot atît de mici şi ieftine ca şi aparatele universale obişnuite. În articol este descris un aparat numeric miniaturizat avînd game de tensiuni 1—10—100 V şi un domeniu de timp de numărare 0—10 ms. Exceptînd impedanţa de intrare, care este de 156 kΩ, aparatul are performanţe comparabile cu aparate de 10 ori mai scumpe. Sînt descrise cîteva îmbunătăţiri care se preconizează să fie aduse aparatelor de acest tip.

Gabriel, W. P., Morris, R. A., Robotham, R. W. **Un nou sistem de comandă numerică a aparatelor pentru controlul temperaturii şi umidităţii.** In: The radio and electronic engineer, nr. 6, dec 1966, p. 383—387.

Este descris un sistem pentru comanda programată a unor dispozitive electronice de control al umidităţii şi temperaturii. Sistemul poate comanda oricare din 16 valori posibile. Principala aplicaţie a sistemului o constituie o serie de 25 de camere climatice care au niveluri diferite de temperatură şi umiditate, ziua şi noaptea. Este necesară o trecere lină de la un nivel la altul prin trepte liniare comandate la intervale 30 min—2 h. Sistemul se bazează pe punţi Wheatstone reglate astfel încît să dea condiţiile de zi şi noapte impuse şi comandate prin comutatoare transistorizate, acţionate într-o succesiune binară de un numărător.

Alegerea celor 16 trepte în timp este efectuată de un tren de impulsuri a căror viteză defineşte o perioadă de variaţie între nivelurile de zi şi de noapte. Sistemul poate fi utilizat pentru programe mai complexe decît o variaţie definită.

Cadwallader, M. **Un circuit de întîrziere precis controlat prin tensiune.** In: The radio and electronic engineer, nr. 2, feb 1967, p. 123—128.

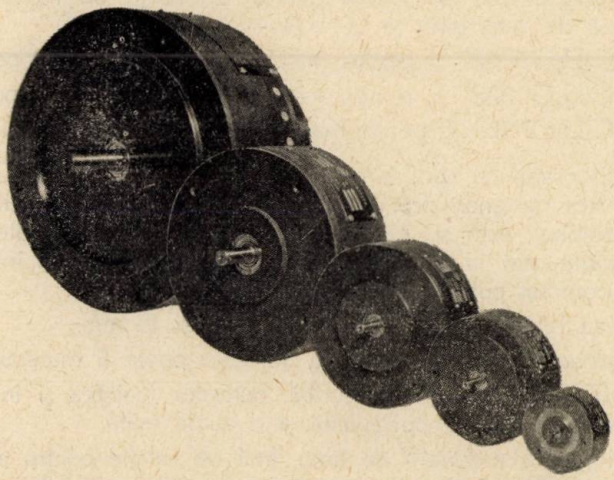
În multe sisteme electronice este necesar un circuit stabil care să dea un impuls întîrziat faţă de un impuls de declanşare, durata temporizării fiind controlată printr-o tensiune. Este descris un astfel de circuit cu o stabilitate termică foarte bună, format dintr-un generator de tensiune liniară şi un comparator de tensiune precis, realizat cu transistoare planare. Circuitul permite un reglaj într-un domeniu de 100 : 1 cu o liniaritate mai bună de 0,1%. Coeficientul de temperatură este de 0,0025 %/°C între 20°C şi 100°C.

# Dacă motoarele pas cu pas, ambreiajele, frînele... nu pot să rezolve problema Dv., gîndiţi-vă la Motorul Imprimat!

**Motoarele Imprimate sînt folosite în numeroase sisteme de comenzi pas cu pas * pe care nu le pot rezolva nici motoarele pas cu pas nici sistemele cu ambreiaje, cu frîne sau altele.**

**Motivele acestei reuşite sînt simple : Motoarele Imprimate au un cuplu ridicat oricare ar fi viteza de rotaţie, au o inerţie foarte slabă şi rotorul lor nu are o poziţie preferată de oprire.**

**Controlate cu ajutorul unui sistem electronic adecvat, Motoarele Imprimate pot să funcţioneze în pas cu pas bidirecţional, într-o gamă largă de frecvenţe. Ele pot fi supuse în cele două sensuri de rotaţie unor viteze cuprinse între mai puţin de 1 rot/min şi 3000 rot/min. Din cauza acestei mari adaptabilităţi, au înlocuit în multe desfăşurătoare de bandă, sistemele de cabestan cu dublu scripete, sistemele cu frîne şi ambreiaje, sistemele cu curea purtătoare... a căror menţinere era costisitoare**



**faţă de sistemele cu cabestan unic antrenate cu Motor Imprimat.**

**Pentru informaţii mai ample privitoare la aplicaţiile Motoarelor Imprimate AXEM-SERVALCO cu comandă pas cu pas şi la posibilităţile lor de a înlocui motoarele pas cu pas, sistemele cu frîne şi ambreiaje, motoarele sincrone, motoarele cu cuple, sistemele hidraulice... scrieţi sau telefonaţi la biroul de vînzări AXEM-SERVALCO, S.E.A., 36, quai National, PUTEAUX 92, căsuţa poştală 109, telefon 506-22-35 şi 506-43-54.**

* *Aplicaţii:* Desfăşurătoare de bandă magnetică digitale, antrenarea hîrtiei în imprimatoare, lectură rînd cu rînd sau literă cu literă pe desfăşurătoare de panglică perforată, acţionarea capetelor de citire pe sisteme de memorii cu discuri.

BUREAU DE VENTE

**MOTEURS IMPRIMÉS AXEM-SERVALCO**

S.E.A. 36, Quai National, 92 PUTEAUX - France - Tél. 506-43-54, 506-22-35

# Oscilografe

Aparatele noastre de măsură bine verificate pentru cercetarea procedeelor de oscilaţie mecanice, acustice şi electrice:

Oscilografe cu spot luminos pentru frecvenţe de măsură 0—15 000 Hz şi viteze de scris peste 10 000 m/s:

OSCILLOMAT U pentru max. 36 măsurări, pe masă metalică carosabilă, cu automat de developare montat în suportul mesei

OSCILLOMAT E pentru max. 18 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

Oscilografe cu spot luminos pentru frecvenţe de măsură 0—15 000 Hz şi viteze de scris pînă la 2 000 m/s:

OSCILLOFIL S pentru max. 36 măsurări (aparat portativ)

OSCILLOFIL E pentru max. 18 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

OSCILLOPORT E pentru max. 12 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

Oscilografe cu jet lichid pentru frecvenţe de măsură 0—800 Hz şi viteză de scris pînă la 60 m/s:

OSCILLOMINK U pentru max. 16 măsurări (aparat portativ)

OSCILLOMINK S pentru max. 8 măsurări (aparat portativ)

OSCILLOMINK E pentru max. 6 măsurări (aparat portativ montabil în şasiu)

Oscilograful cu spot luminos de înaltă capacitate OSCILLOMAT E (fig.) are trei galvanometre uşor interschimbabile pentru oscilatoare de buclă şi de bobină, cum şi pentru oscilatoare de capacitate. Procedeele de oscilaţie pot fi înregistrate în scris direct UV şi în scris negru pe alb de contrast puternic (developare umedă).

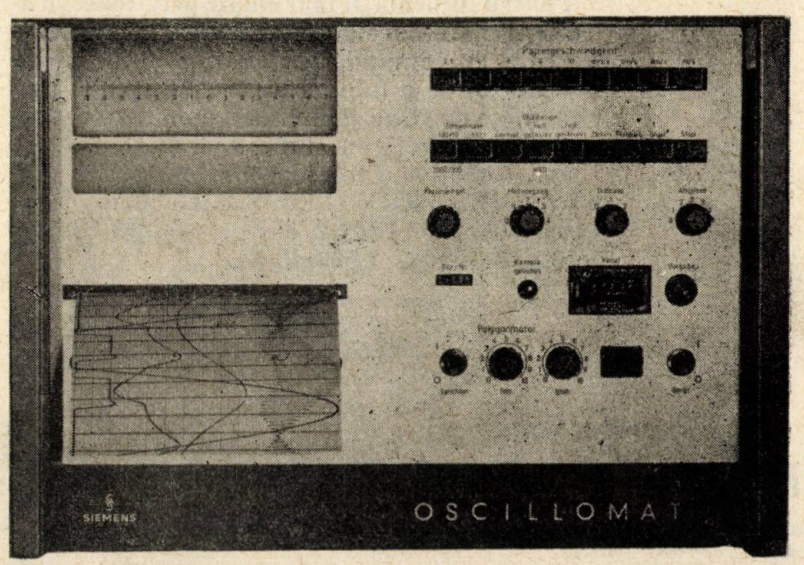
Viteza hîrtiei este reglabilă între 3,6 şi 15 m/s.

Angrenajul de comutare cu butoane poate fi manipulat de la distanţă.

Pentru observarea desfăşurării curbelor înaintea şi în cursul înregistrării servesc o oglindă poligonală şi o sticlă mată.

Linii pentru ordonate de timp, linii de relaţie pentru amplitudine, marcarea canalelor, cum şi numerotarea lor uşurează folosirea curbelor.

Tensiune: 220 V, 50 Hz.




SIEMENS

**Universalitate tehnică**

În Intreprinderile SIEMENS lucrează 257 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicaţiilor, al tehnicii de înaltă tensiune şi al tehnicii de măsurare şi reglare, de la producţia de transistoare pînă la construcţia de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic. Cercetătorii şi inginerii noştri se străduiesc în continuu să folosească în toate sectoarele atît rezultatele cele manoi ale cercetării, cît şi rezultatele practice obţinute într-un sector anumit.

Această universalitate a Intreprinderilor SIEMENS în întregul domeniu al electrotehnicii — un semn caracteristic al succesului lor — este de un deosebit folos fiecărui client al nostru: fiecare instalaţie construită de noi, fie care aparat produs în uzinele noastre conţine rezultatul tuturor experienţelor strînse şi valorificate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală.

Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acţionări speciale, dacă aveţi intenţia să construiţi o centrală de forţă, să automatizaţi o fabrică de laminate sau să măriţi o reţea de telecomunicaţie, adică oriunde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziţie în Intreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificaţi.

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
Wernerwerk für Messtechnik,
**7500 Karlsruhe West**
Republica Federală a Germaniei

RFT

electronic

**unește**
**progres și calitate**

# O gamă completă

de tiratroane moderne este rezultatul încercărilor și dezvoltării noastre în decursul anilor.
Pentru toate scopurile, în domeniul măsurării, al comenzii și al reglării veți găsi la noi, pentru necesitățile Dv., tiratroane adecvate cu încărcătură de gaze nobile sau de amestec de gaze pentru curenți de 0,1—150 A la tensiunile de blocare de 500—1 500 V.

*Adresați-vă nouă, vă vom informa cu plăcere.*

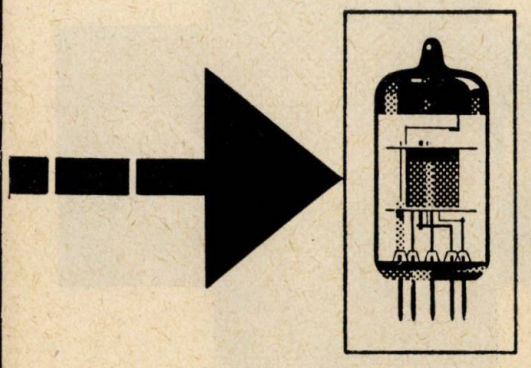
VIZITAȚI-NE LA TÎRGUL DE LA LEIPZIG.

*Exportator:*

Heimelectric — Deutsche Export-und Importgesellschaft
**102 Berlin, Liebknechtstrasse 14**
Republica Democrată Germană

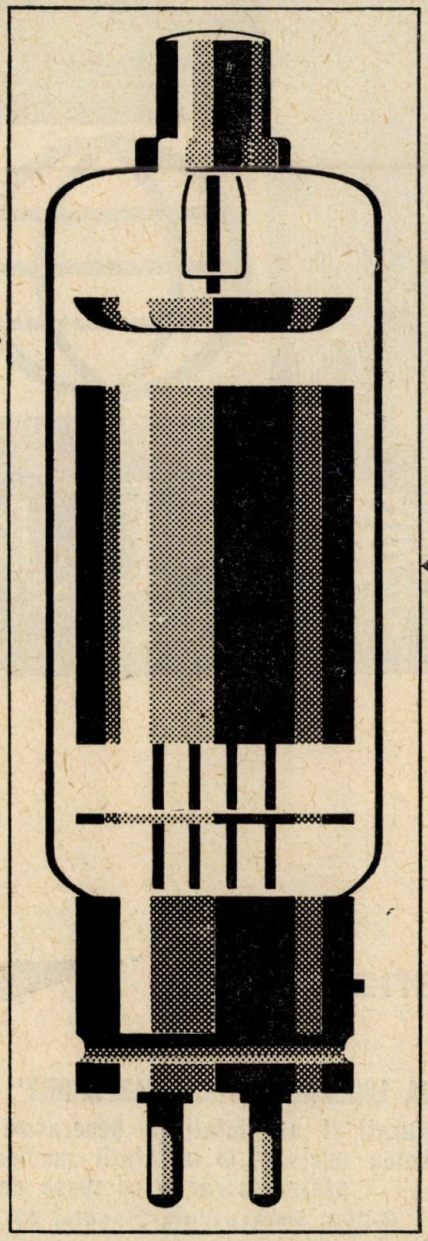
HEIM ELECTRIC

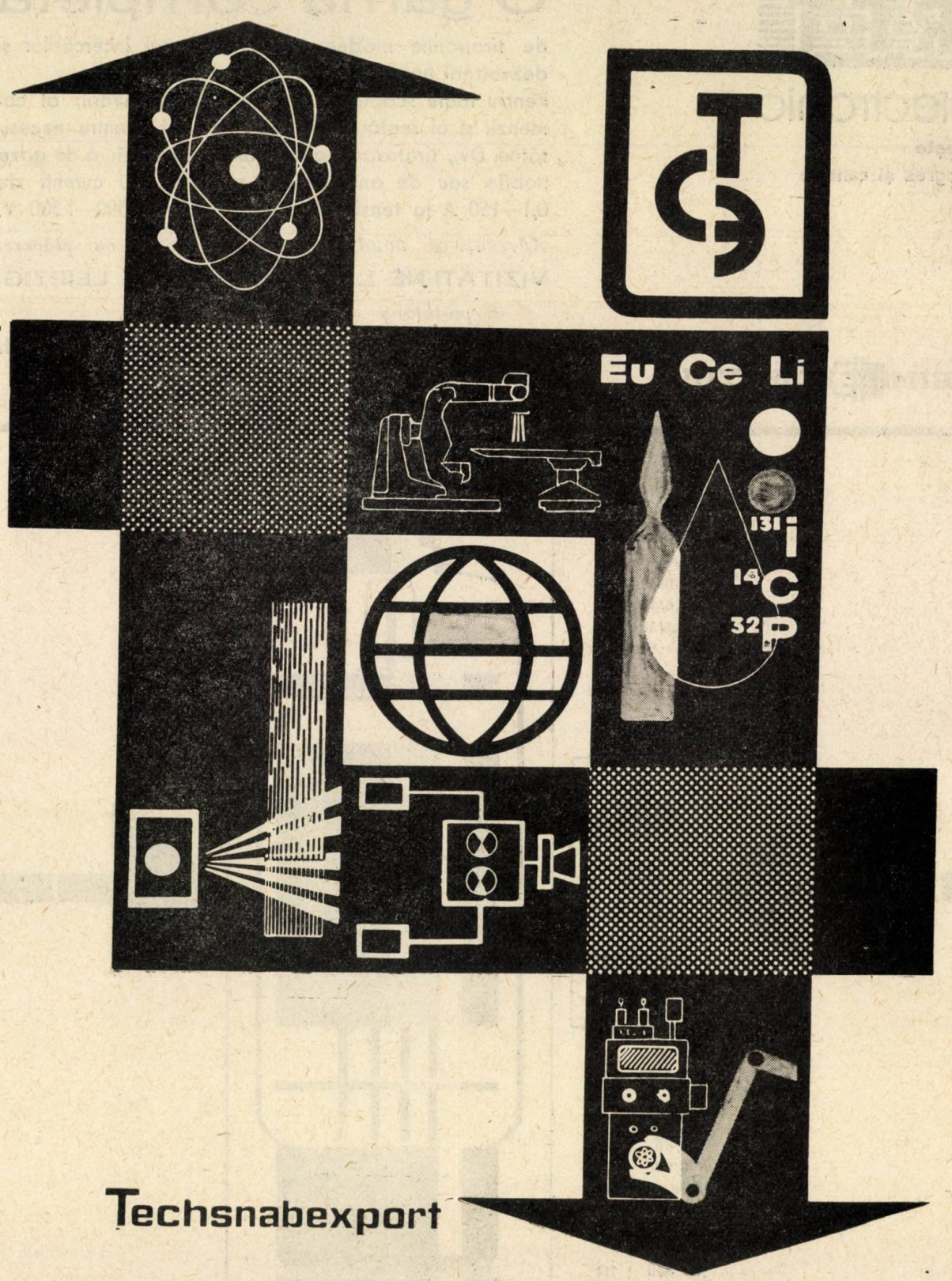
**S 0,5/0,1 iV**
**S 1,3/0,5 iV**
**S 1,3/2 iV**
**S 1,3/10 dV**
**S 1,3/30 dV**
**S 1,3/30 dM**
**S 1,5/40 dV**
**S 1,5/40 dM**



**S 1,5/80 dV**
**S 1,5/80 dM**
**S 1,5/150 dM**
**S 3/35 iIII**
**S 8/90 iIII**
**S 16/325 iIII**
**S 15/5 d**
**S 15/40 d**

**EC 860 iII**






**AGENȚIA UNIONALĂ „TECHSNABEXPORT" EXPORTĂ ȘI IMPORTĂ**

● Izotopi radioactivi naturali și artificiali ● Generatori de radiații ionizante ● Metale rare
● Dispozitive pentru tehnica nucleară ● Instalații medicale radiologice ● Mijloace de protecție pentru lucrările cu surse de radiații.

Adresa: Moscova, G-200. Smolenskaia-Sennaia, 32-34 Telefon: 44.32.85 Telex: 974

# De la siliciu ...

**Stabilitate termică • Inerție chimică • Putere de hidrofugare • Neamestec cu materiile organice • Slabă tensiune superficială • Excelente proprietăți electrice**

# la siliconi

1. **EMULSII**
   **Demulare • Hidrofugare**
2. **GRĂSIMI ȘI COMPOUNDURI**
   **Lubrificare • Etanșeitate • Demulare**
3. **ULEIURI**
   **Cosmetice • Produse de întreținere • Aditive pentru culori • Lubrificare • Aditive pentru poliuretani • Uleiuri pentru pompe de difuziune • Uleiuri hidraulice • Demulare**
4. **CAUCIUCURI LA CALD**
   **Mulare • Extruziune • Ungere • Manșonare • Manșonare de cabluri**
5. **CAUCIUCURI LA RECE**
   **Confecționare de forme • Manșonare • Ungere • Lipire • Etanșeitate**
6. **ANTISPUMANTE**
7. **AEROSOLI**
   **Demulare • Antispumante**
8. **RĂȘINI ȘI LACURI**
   **Culori • Hidrofugare • Izolări electrice**
9. **ADEZIVI**

**SISS**
**SILICONES**

## SOCIETE INDUSTRIELLE DES SILICONES

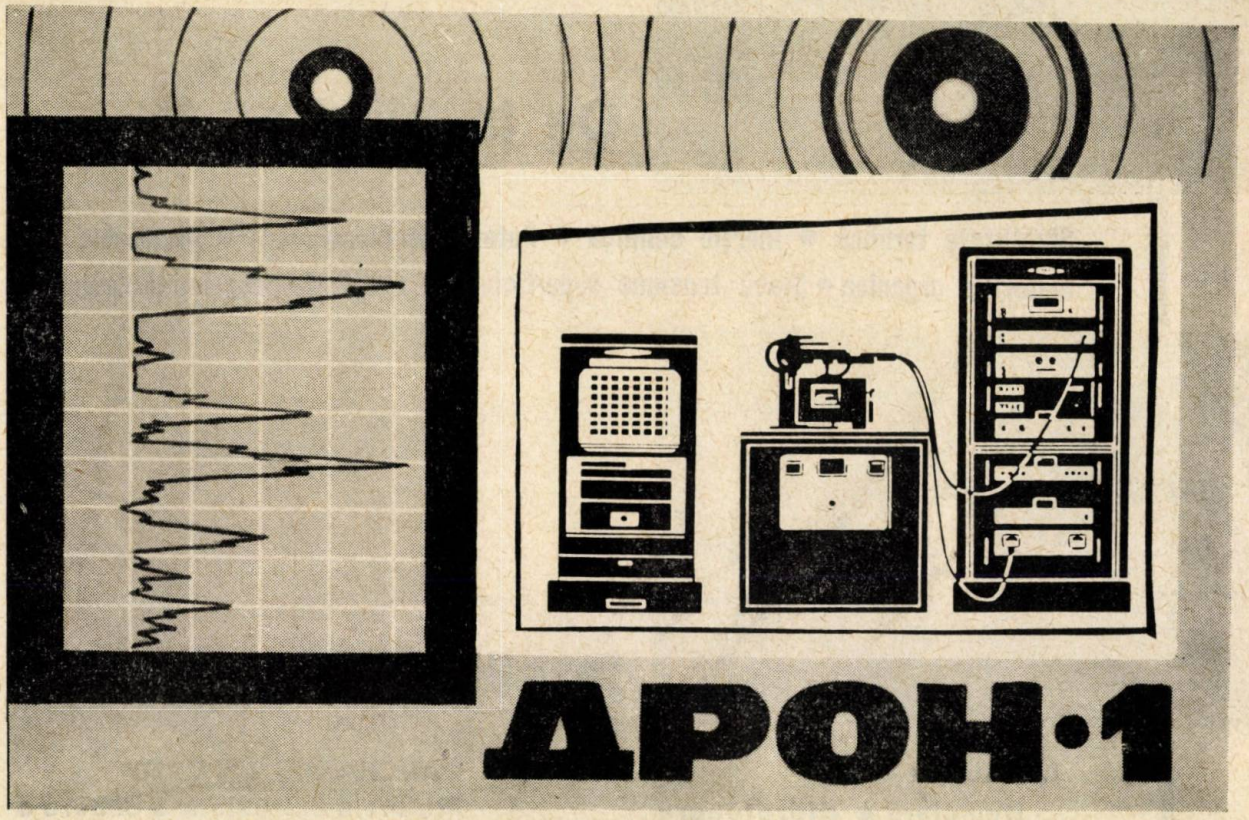
10, Avenue Franklin D. Roosevelt - PARIS 8e - Tél. : 359-27-22 - Adr. Tél. INDUSILI - Télex : SOPEGO PARIS 27995 SISS

Pentru toate problemele consultați-ne prin :

CHIMIMPORT — CP 525 — BUCUREȘTI — Telefon 16.06.36

PETROLEXPORT — Bul. Gh. Gheorghiu-Dej, 42 — BUCUREȘTI — Telefon 16.28.55

# Techsnabexport




# MOSCOW - USSR

## Difractometru Roentgen DRON-1

**Instalație universală pentru :**

- **analiza generală Roentgen a structurii**
- **studiul monocristalelor și al texturii**
- **determinarea unghiurilor de secționare a lamelelor monocristaline.**

**Instalația poate funcționa în camere cu înaltă și joasă temperatură.**

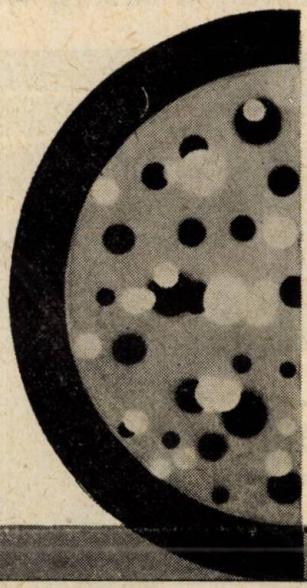
**Instalația asigură o precizie ridicată de măsurare a unghiurilor de difracție**

Adresa : „TECHSNABEXPORT"
MOSCOVA, G-200
Telefon : 44.32.85
Telex : 974

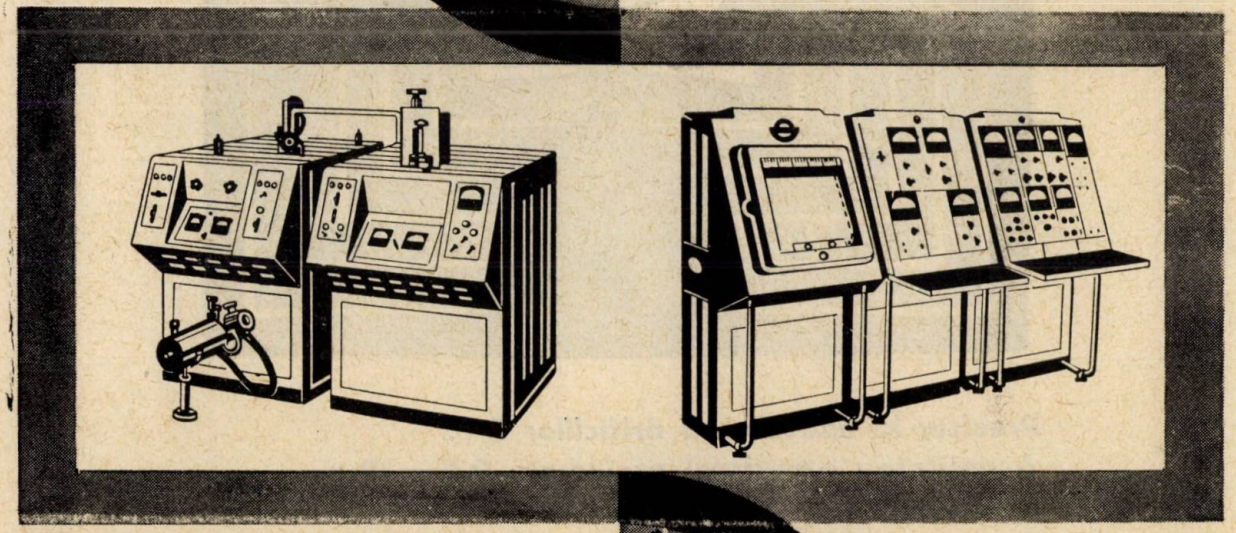
# SPECTROMETRE DE MASĂ

ÎN SERIE UNITARĂ, PREZENTATE DE V/K „TECHSNABEXPORT"

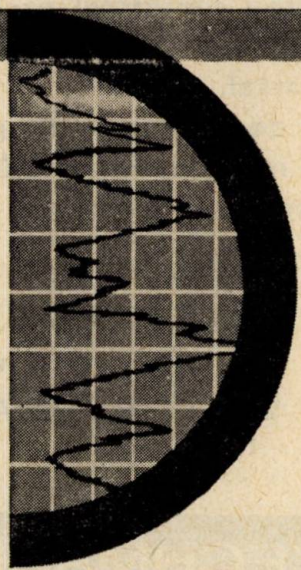
МИ1 308
309
МИ1 310
311
МХ1 304
306



**Tech snab export**



**MOSCOW - USSR**



**Destinate pentru analiza compoziției de izotopi și moleculare a gazelor, lichidelor și solidelor.**

**În funcție de destinație, fiecare spectrometru este completat cu organe unificate, comune tuturor seriilor unitare.**

Adresa : Moscova, G—200

Smolenskaia—Sennaia, 32—34 V/K „Techsnabexport" • Telex : 97[illegible].

**Materiale de orice duritate se prelucrează ușor prin scîntei electrice la mașinile de construcție sovietică A-207.23, A-207.13, A-207.31, A-207.20.**

**Precizia la executarea orificiilor 2 μ.**
**Asperitatea suprafeței prelucrate 0,4 — 10 μ.**
**Înaltă productivitate.**
**Tip universal.**
**Mașinile de mai sus sînt, prin calitățile lor, de neînlocuit în industria producătoare de aparate de înaltă frecvență și semiconducătoare.**

*Pentru toate detaliile rugăm să vă adresați:*

**U. R. S. S., MOSCOVA, V-330**
**M o s f i l m o v s k a i a 35**
V/O „TECHMASHEXPORT"
**Telex : 244**

**TECHMASHEXPORT**

# СОДЕРЖАНИЕ


ДК 621.382.2./.3.064.23.001.24 (498)

*Вэтэшеску, А.:*

**Расчет темпов коммутации для диодов и транзисторов фабрикации I.P.R.S. Бэняса.**

Automatica şi Electronica 11, № 5 сент-окт 1967, стр, 195–203

Даются типичные значения параметров и формулы для расчета темпов коммутации в зависимости от цепи ряда диодов и транзисторов I.P.R.S.

---

ДК 621.373.431.2 + 621.314.63.016.34

*Поенару, Д.* и *Вылков, Н.:*

**Импульсный генератор и стабилизированный выпрямитель для спектрометров с полупроводниковыми детекторами.**

Automatica şi Electronica 11, № 5 сент-окт 1967, стр, 203–206

После краткого изложеним принципа работы импульсных релейных генераторов дается составленная схема и соответствующие результаты.

---

ДК 681.34'33.056

*Петреску, А.:*

**Применение логических элементов в аналогических калькуляторах.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр. 207–212

Описываются аспекты соединения аналогических калькуляторов с прибрами дискретного действия с целью составления гибридного счетного ансамбля.

---

ДК 621.373.43 : 621.382.3.001.23

*Порцяну, М.:*

**Триггеры Шмидта с ранзисторами для логических цепей.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр. 212–224

Метод проектирования триггера Шмидта с транзисторами для логических цепей и результаты схемы.

---

ДК 621.382.332.3.001.57

*Спынулеску-Карнару, И.* и *Стэнеску, К.:*

**Транзисторы на основе полупроводниковых тонких слоев.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр. 225–226

---

Результаты полученные авторами при изучении технологического процесса по эффективному осуществлению ряда транзисторов на тонких слоях из CdSn InSb в лабораторных условиях.

---

ДК 621.375.016.351.024 : 621.382.332.3

*Янкулович, Б.:*

**Стабилизатор транзистированный током для питания электромагнита.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр. 226–228

Принципы расчета и схема стабилизатора тока для питания электромагнита.

---

ДК 531.764.5 : 681.327.6

*Нистор, М.:*

**Числовой электронный хронометр.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр. 228–231

---

ДК 621.373.444.013.8

*Стэнеску, К.:*

**Автоблокированные генераторы с премагничивающей обмоткой.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр 232–233

---

ДК 621.316.7 : 681.323

*Нуту, К. :*

**Метод изменения параметров согласования числовых регуляторов.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр 233–235

---

ДК 621.372.4.064.003

*Сэулеску, К.:*

**Вопрос оптимальной коммутации структур.**

Automatica şi Electronica 11, № 5, сент-окт 1967, стр 235–237

---

**НОВОСТИ** 238–241
**РЕЦЕНЗИИ** 241–242
**ДОКУМЕНТАЦИЯ** 242


# INHALTSVERZEICHNIS


DK 621.382.2/3.064.23.001.24(498)

*Vătăşescu, A.* :

**Die Berechnung der Kommutierungszeiten für die Dioden und Transistoren der Fabrik I. P. R S.-Băneasa.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 195–203

Angegeben werden die typischen Werte der Parameter und die Formeln zur Berechnung der Kommutierungszeiten als Funktion des Kreises bei I.P.R.S.-Dioden und Transistoren.

---

DK 621. 373. 431.2+621. 314. 63. 016. 34

*Poenaru, D.* und *Vilcov, N.* :

**Impulsgenerator und stabilisierter Gleichrichter für Spektrometer mit Detektoren mit Halbleitern.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 203–206

Nach einer kurzen Darstellung des Betriebsprinzips von Impulsgeneratoren mit Relais zeigt man das verwirklichte Schema und die entsprechenden Resultate.

---

DK 681. 34. 33. 056

*Petrescu, A.* :

**Die Verwendung logischer Elemente in den Analogrechenmaschinen.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 207–212

Behandelt werden Aspekte der Kupplung von Analogrechenmaschinen mit Vorrichtungen diskreten Betriebes zum Zweck der Schaffung eines Berechnungs-Mischsystems.

---

DK 621.373.43 : 621.382.3.001.23

*Porţeanu, M.* :

**Transistor-Schmitt-Triggers für logische Kreise.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 212–224

Die Entwurfsmethode des Schmitt-Triggers mit Transistoren für logische Kreise und die Resultate des Schemas.

---

DK 621- 382. 332. 3. 001. 57

*Spînulescu-Carnaru, I.* und *Stănescu, C.* :

**Transistoren auf Grund dünner Halbleiterschichten.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 225–226

Die von den Autoren unter Laboratoriumsbedingungen erzielten Resultate beim Studium des technologischen Prozesses in der wirklichen Herstellung von Transistoren auf dünnen Schichten von CdS und InSb.

---

DK 621.375.016.351.024 : 621.382.332.3

*Ianculovici, B.* :

**Transistorisierter Stromstabilizator zur Speisung eines Elektromagneten.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 226–228

Berechnungsprinzipien und Schema eines Stromstabilisators zur Speisung eines Elektromagneten.

---

DK 531.764.5 : 681.327.6

*Nistor, M.* :

**Digitaler elektronischer Chronometer.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 228–231

---

DK 621.373.444.013.8

*Stănescu, C.* :

**Selbstblockierende Generatoren mit Vormagnetisierwicklung.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 232–233

---

DK 621.316.7 : 681.323

*Nitu, C.* :

**Eine Methode zur Variation der Abstimmungsparameter bei zahlenmässigen Regulatoren.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 233–235

---

DK 621.372.4.064.003

*Săulescu, C.* :

**Das Problem der optimalen Kommutierung der Strukturen.**

Automatica şi Electronica 11, H. 5, Sept-Okt 1967, S. 235–237

---

**AKTUELLES** 238–241
**BUCHBESPRECHUN GEN** 241–242
**DOKUMENTATION** 242

# CONTENTS


DC 621.382.2./3.064.23.001.24(498)

*Vătăşescu, A.* :

**The calculus of switching-over times for diodes and transistors made by I.P.R.S.-Băneasa.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 195–203

The typical values of the parameters and the formula for the calculus of switching-over times depending on the circuit, of some diodes and transistors I.P.R.S. are presented.

DC 621. 373. 431.2+621. 314. 63. 016. 34

*Poenaru, D.* and *Vilcov, N.* :

**Impulse generator and stabilized rectifier for spectrometers with semiconductor detector.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 203–206

After a short exposition of the work-principle of the impulse generators with relay, are given the carried-out schemas and the respective performances.

DC 681. 34. 33. 056

*Petrescu, A.* :

**The utilization of logical elements in analogue computers.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 207–212

Aspects of the coupling of analogue computers with discreet work devices are described, for the obtention of an unit of hybrid calculus.

DC 621. 373. 43 : 621. 382. 3. 001. 23

*Porţeanu, M.* :

**Schmitt's triggers with transistors for logical circuits.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 212–214

The designing method of Schmitt's trigger with transistors for logical circuits and the performances of the schema.

DC 621. 382. 332. 3. 001. 57

*Spînulescu-Carnaru, I.* and *Stănescu, C.* :

**Transistors based on thin semiconductor layers.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 225–226

The results obtained by the authors in the study of technological process, in laboratory conditions, for the effective realization of the transistors on thin layers of CdS and InSb.

DC 621.375,016.351,024 : 621.382.332.3

*Ianculovici, B.* :

**Atransistorized current stabilizer for the supply of an electromagnet.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 226–228

The calculation principles and the schema of a current stabilizer for the supply of an electromagnet.

DC 531. 764. 5 : 681. 327. 6

*Nistor, M.* :

**An electronic digital chronometer.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1966, p. 228–231

DC 621.373.444.013.8

*Stănescu, C.* :

**Autoblocking oscillators with premagnetizing winding.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 232–233

DC 621.316.7 : 681.323

*Nitu, C.* :

**A method to vary the tuning parameters of the numerical regulators.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 233–235

DC 621.372.4.064.003

*Săulescu, C.* :

**The problem of the optimal switching-over of the structures.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 5, sept-oct 1967, p. 235–237

**NEWS** 238–241
**REVIEWS** 241–242
**DOCUMENTATION** 242


# SOMMAIRE


CD 621.382.2/3.064.23.001.24(498)

*Vătăşescu, A.* :

**Le calcul des temps de commutation pour diodes et transistors fabriqués par l'entreprise I.P.R.S. de Băneasa.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 195–203

On présente les valeurs typiques des paramètres ainsi que les formules pour le calcul des temps de commutation qui dépendent du circuit respectif, pour quelques diodes et transistors I.P.R.S.

CD 621.373.431.2 + 621.314.63.016.34

*Poenaru, D.* et *Vilcov, N.* :

**Génératrice d'impulsions et redresseur stabilisé pour spectromètres à détecteurs à semi-conducteurs.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 203–206

Après un exposé sommaire du principe de fonctionnement des génératrices d'impulsions à relais, on présente le schéma réalisé et les performances obtenues.

CD 681.34'33.056

*Petrescu, A.* :

**L'utilisation des éléments logiques pour calculateurs analogiques.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 207–212

On décrit quelques aspects du couplage des calculateurs analogiques avec des dispositifs à fonctionnement discret, dans le but de former un ensemble de calcul hybride.

CD 621.373.43 : 621.382.3.001.23

*Porţeanu, M.* :

**Les triggers Schmitt à transistors pour circuits logiques.**

Automatica şi Electronica 11, no.5, sept-oct 1967, p. 212–224

Une méthode pour élaborer les projets du trigger Schmitt à transistors pour circuits logiques et les performances du schéma.

CD 621.382.332.3.001.57

*Spînulescu-Carnaru, I.* et *Stănescu, C.* :

**Transistors à base de couches minces semi-conductrices.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 225–226

On présente les résultats obtenus par les auteurs en étudiant le processus technologique — dans des conditions de laboratoire — de la réalisation effective de certains transistors sur couches minces de CdS et de InSb.

CD 621.375.016.351.024 : 621.382.332.3

*Ianculovici, B.* :

**Stabilisateur transistorisé de courant pour l'alimentation d'un électro-aimant.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 226–228

On indique les principes de calcul et le schéma d'un stabilisateur de courant pour l'alimentation d'un électro-aimant.

CD 531.764.5 : 681.327.6

*Nistor, M.* :

**Chronomètre électronique numérique.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 228–231

CD 621.373.444.013.8

*Stănescu, C.* :

**Génératrices bloquées à enroulement de prémagnétisation.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 232–233

CD 621.316.7 : 681.323

*Nitu, C.* :

**Une méthode pour varier les paramètres d'accordage des régulateurs numériques.**

Automatica şi Electronica 11, no. 5, sept-oct 1967, p. 233–235

CD 621. 372. 4.064.003

*Săulescu, C.* :

**Le problème de la commutation optima des structures.**

Automatica şi Electronica 11, no, 5, sept-oct 1967, p. 235–237

**ACTUALITÉS** 238–241
**COMPTES RENDUS** 241–242
**DOCUMENTATION** 242



MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

# INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

# I.C.E.

primește comenzi de cercetare de aparate, instalații și materiale electronice cu utilizări în laboratoare și în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru următoarele instalații electronice :

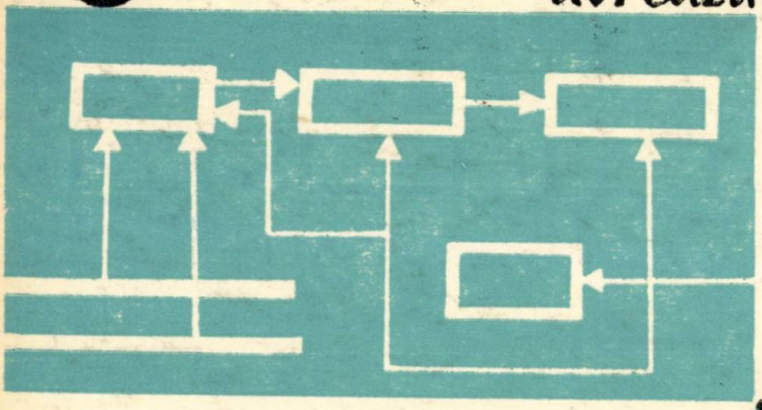
- aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice;
- instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie;
- aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze;
- materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.

**BULEVARDUL KALININ NR. 18, BUCUREȘTI**

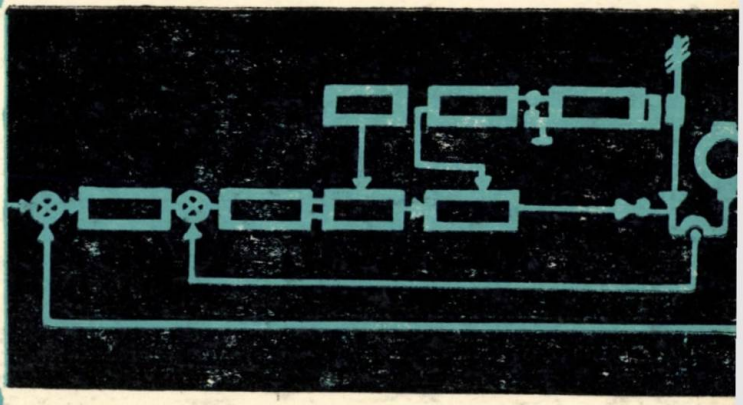
1967 O.K.T. 8

# Grupul de automatizări

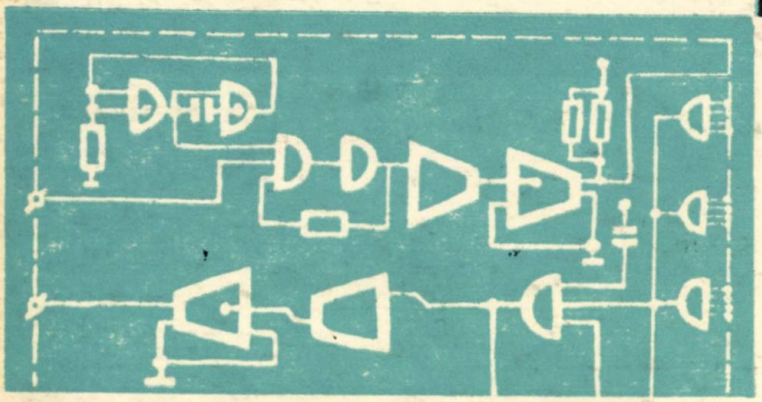
livrează:



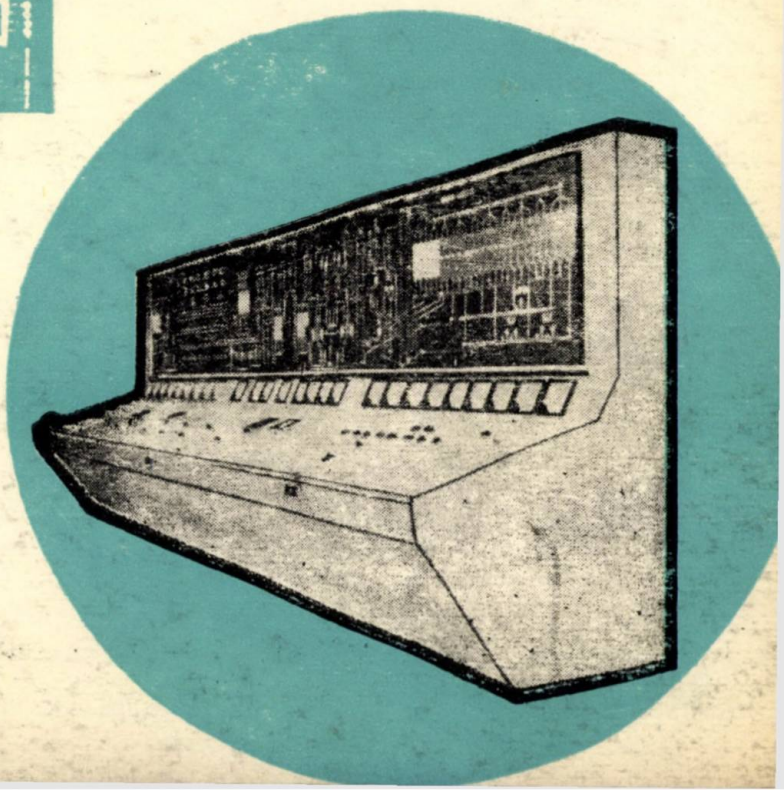
• ECHIPAMENTE DE AUTOMATIZARE PENTRU MĂSURAREA ŞI REGLAREA PARAMETRILOR TEHNOLOGICI:
• PRESIUNI • TEMPERATURI • DEBITE
• NIVEL • CONDUCTIBILITATE • pH



• ECHIPAMENTE TRANSISTORIZATE PENTRU REGLAREA PROCESELOR RAPIDE — UNIDIN —



• ECHIPAMENTE DE COMUTAŢIE STATICĂ — UNILOG —



# GUAEIA

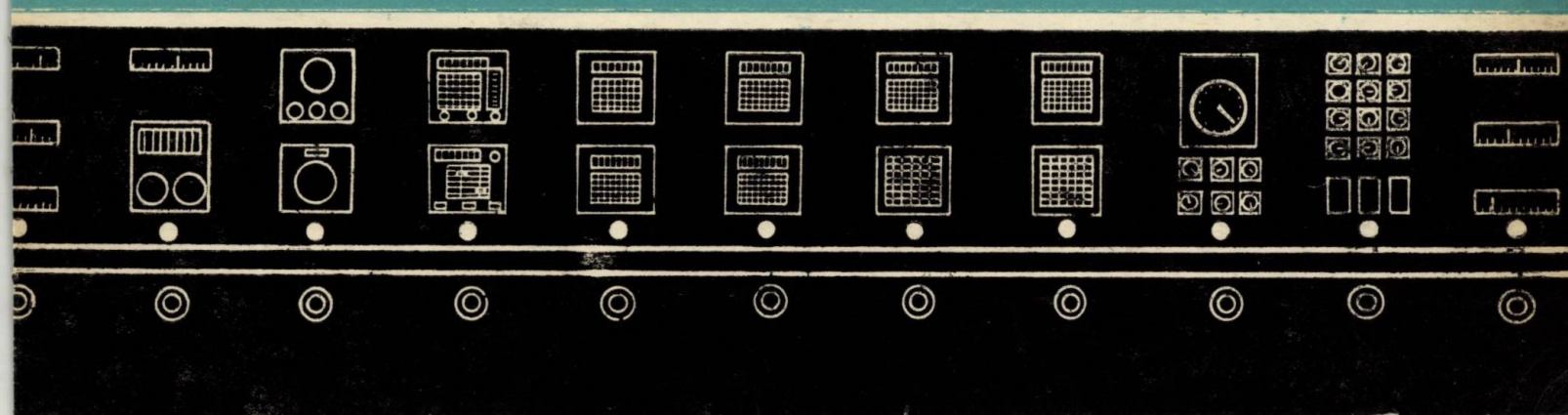
Bucureşti, Bd. Kalinin 18

E 2551

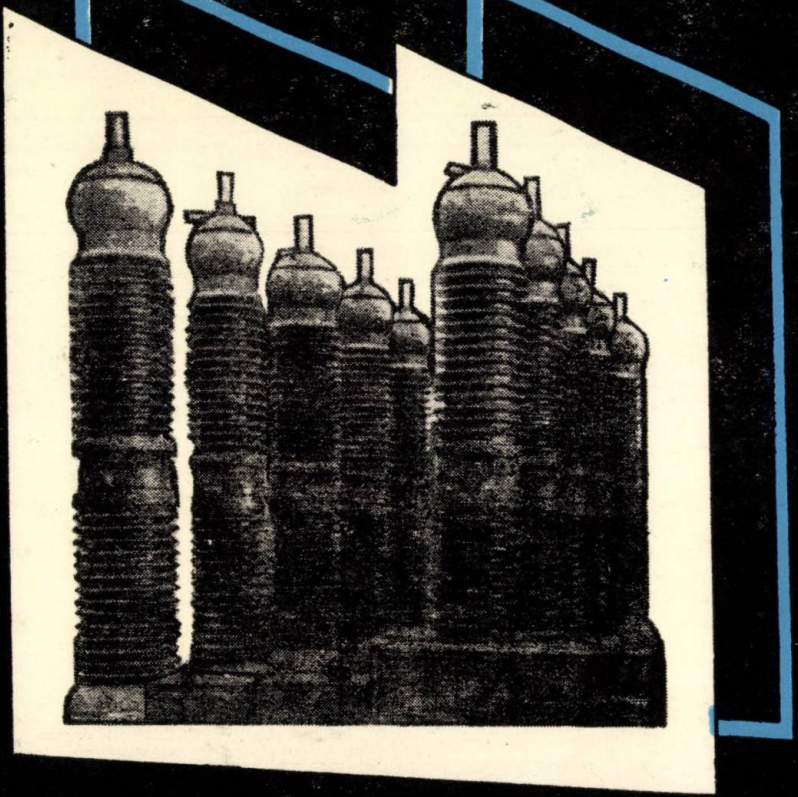
# AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

6

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 11 • Nr. 6 • NOEMBRIE — DECEMBRIE • 1967



# UZINE ELECTROPUTERE CRAIOVA

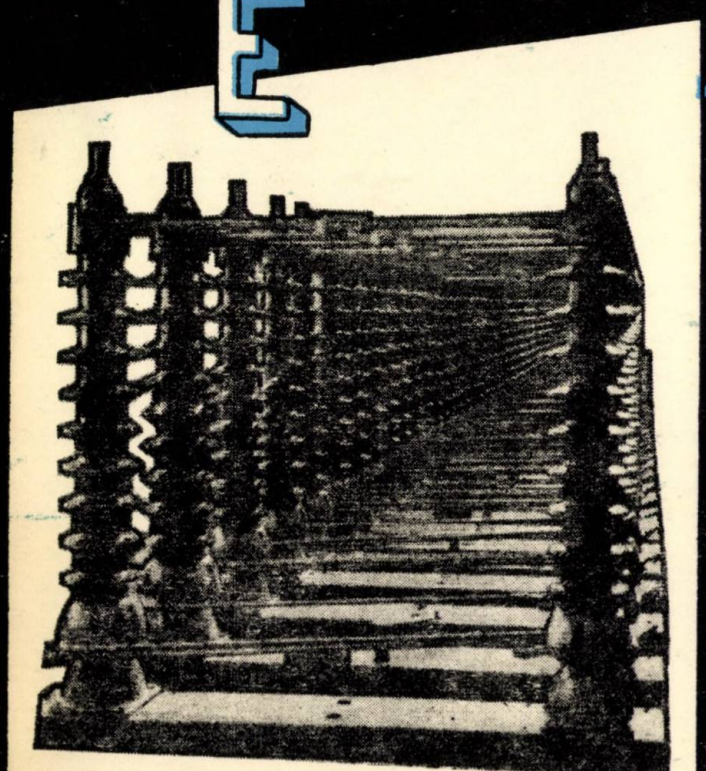


PENTRU ECHIPAREA SISTEMELOR ENERGETICE

## APARATE ELECTRICE DE INALTA TENSIUNE

6-220 kV

- SEPARATOARE
- INTRERUPTOARE
- SIGURANTE FUZIBILE
- DESCARCATOARE CU FIBRA
- TRANSFORMATOARE DE MASURA
- CELULE PREFABRICATE COMPLET UTILATE PENTRU DIFERITE SCOPURI



MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1983

# AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 11 (1967), nr. 6 (nov – dec), 1967, p. 243–282

## CUPRINS

CZ 681.142–523.8

*Petrescu, A.* şi *Nitu, C.*:

**Modelarea pe calculatoare analogice a sistemelor automate cu structură variabilă.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 243–247

Se prezintă metode de utilizare combinată a elementelor de calcul analogice şi a circuitelor logice pentru obţinerea unor sisteme cu structură variabilă.

---

CZ 622.276.4 : 621–52

*Nestorescu, D. N.*:

**Folosirea unui sistem autoadaptiv pentru stabilizarea alimentării cu gaze a sondelor în erupţie artificială continuă în condiţii optime.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 247–256

Se face un studiu analitic al fenomenului de pierdere a stabilităţii unui sistem de transport al fluidelor compresibile în cazul apariţiei unei perturbaţii la consumator, perturbaţie care duce la o variaţie fictivă a debitului de fluid pe conducta de alimentare; se ajunge la concluzia că metoda optimă de stabilizare este cea cu sisteme autoadaptive.

---

CZ 621–52 : 621–55

*Căluşiţă Mioara*:

**Reguli de trasare a locului rădăcinilor pentru sistemul cu timp mort.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 257–264

Se expune problema trasării locului rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a sistemelor cu timp mort şi se examinează posibilitatea utilizării acestui loc al rădăcinilor pentru compensarea sistemelor de reglare.

---

CZ 681.3.64 : 003 Algams

*Constantinescu, P.*:

**Despre limbajul Algams.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 265–271

Se descrie o variantă modificată a limbajului Algol-60 pentru programarea automată a calculatoarelor electronice de tip mediu.

---

CZ 621–52

*Nitu, C.*:

**Asupra performanţelor unui sistem automat.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 271–273

Se analizează toleranţele performanţelor unui sistem automat.

---

**ACTUALITĂŢI** 274–275
**RECENZII** 276–277
**DOCUMENTARE** 277–278
**INDEX ALFABETIC** 279–281

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ŞTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista "AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor şef: 14.63.86; secretar general de redacţie: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, C. 5925.

*Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/6734/1966.*

40 545

# SOMMAIRE


CD 681.142–523.8

*Petrescu, A.* et *Nitu, C.* :

**Le modelage sur calculateurs analogiques des systèmes automatiques à structure variable.**

Automatica şi Electronica 11, no. 6, nov-dec 1967, p. 243–247

On présente des méthodes basées sur l'emploi concomitant des éléments de calcul analogique et des circuits logiques, en vue de l'obtention de certains systèmes à structure variable.

---

CD 622.276.4 : 621–52

*Nestorescu, D. N.* :

**L'utilisation d'un système autoadaptable pour la stabilisation, selon les meilleures conditions, de l'alimentation à gaz des sondes en éruption artificielle continue.**

Automatica şi Electronica 11, no. 6, nov-dec 1967, p. 247–256

L'auteur étudie la perte de la stabilité d'un système, qui sert à transporter les fluides compressibles, lors de l'apparition d'une perturbation chez le consommateur, perturbation qui provoque la variation fictive du débit de fluide dans la conduite d'alimentation ; il conclut que la meilleure méthode de stabilisation est celle qui met en oeuvre les systèmes autoadaptables.

---

CD 621–52 : 621–55

*Căluşiţă Mioara* :

**Règles de traçage de la place des racines pour le système à temps mort.**

Automatica şi Electronica 11, no. 6, nov-dec 1967, p. 257–264

On expose le problème du traçage de la place des racines de l'équation caractéristique des systèmes à temps mort et l'on examine la possibilité d'en faire usage pour réaliser la compensation des systèmes de réglage.

---

CD 681.3.64 : 003 Algams

*Constantinescu, P.* :

**Le langage Algams.**

Automatica şi Electronica 11, no 6, nov-dec 1967, p. 265–271

On décrit une variante modifiée du langage Algol-60 pour l'établissement automatique du programme des calculateurs électroniques de type moyen.

---

CD 621–52

*Nitu, C.* :

**La précision des performances d'un système automatique.**

Automatica şi Electronica 11, no. 6, nov-dec 1967, p. 271–273

On examine les tolérances des performances propres à un système automatique.

---

**ACTUALITÉS** 274–275

**COMPTES RENDUS** 276–277

**DOCUMENTATION** 277–278

**INDEX ALPHABÉTIQUE** 279–281

# INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.142 – 523.8

*Petrescu, A.* und *Nitu, C.*:

**Die Modellierung auf analogischen Rechnern der automatische. Systeme mit veränderlicher Struktur.**

Automatica şi Electronica 11, H. 6, Nov-Dez 1967, S. 243 – 247

Dargestellt wird die kombinierte Anwendungsmethode von analogischen Berechnungselementen und von logischen Schaltkreisen zur Bildung von Systemen mit veränderlicher Struktur.

---

DK 622.276.4 : 621 – 52

*Nestorescu, D. N.*:

**Die Verwendung einer sich selbst anpassenden Systems zur Stabilisierung unter besten Bedingungen der Gasspeisung von Sonden mit Dauergaslift.**

Automatica şi Electronica 11, H. 6, Nov-Dez 1967, S. 247 – 256

Es wird ein analytisches Studium vorgenommen für die Erscheinung des Stabilitätsverlustes eines Transportsystems von kompressibilen Flüssigkeiten infolge einer Störungserscheinung beim Verbraucher, welche eine Scheinveränderung der Durchflussmenge der Flüssigkeit in der Speiseleitung verursacht; man kommt zu dem Schluss dass die beste Stabilisierungsmethode diejenige mit selbstanpassenden Systemen ist.

---

DK 621 – 52 : 621 – 55

*Călușiță Mioara*:

**Trassierungsregeln der Wurzelpunkte für das System mit Verlustzeit.**

Automatica şi Electronica 11, H. 6, Nov-Dez 1967, S. 257 – 264

Behandelt wird das Problem der Trassierung des Wurzelartes bei charakteristischen Gleichungen der Systeme mit Verlustzeit. Zugleich wird die Möglichkeit geprüft diesen Ort der Wurzeln zur Kompensation der Regelsysteme anzuwenden.

---

DK 681.3.64 : 003 Algams

*Constantinescu, P.*:

**Uber die Algamsausdrucksweise.**

Automatica şi Electronica 11, H. 6 Nov-Dez 1967, S. 265 – 271

Man beschreibt eine Variante der Algol-60-Ausdrucksweise zur automatischen Programmierung der elektronischen Rechenmaschinen mittlerer Type.

---

DK 621 – 52

*Nitu, C.*:

**Die Genauigkeit der Spitzenleistungen eines automatischen Systems.**

Automatica şi Electronica 11, H. 6, Nov-Dez 1967, S. 271 – 273

Man untersucht die Toleranzen der Spitzenleistungen eines automatischen Systems.

---

**AKTUELLES** 274 – 275

**BUCHBESPRECHUNGEN** 276 – 277

**DOKUMENTATION** 277 – 278

**NACHWORTVERZEICHNIS** 279 – 281

# CONTENTS

DC 681.142−523.8

*Petrescu, A.* and *Nitu, C.* :

**The modelling of automatic systems by means of analogical omputers.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 243−247

Some methods for the combined use of analogical calculus elements and logical circuits to obtain several systems with variable structure are presented.

---

DC 622.276.4 : 621−52

*Nestorescu, D. N.* :

**The utilization of a self-adaptive system for stabilizing the gas feed of continuous gas-lift wells under optimum conditions.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 247−256

The paper contains an analytical study of the stability loss phenomenon of a compressible fluid transporting system in the case of the occurrence of a disturbance at the consumer leading to a fictive variation in the fluid flow in the feed pipe. It is concluded that the optimum stabilizing method is that with self-adaptive systems.

---

DC 621−52 : 621−55

*Căluşiţă Mioara* :

**The way tracing the root place for the idle-time system.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 257−264

The way of tracing the place of the roots of the characteristic equation of idle-time systems is explained and the possibility of using this root place for compensating the regulating systems is discussed.

---

DC 681.3.64 : 003 Algams

*Constantinescu, P.* :

**Concerning the Algams language.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 265−271

A modified variant of the Algol-60 language for the automatic programming of medium-type electric computers is described.

---

DC 621−52

*Nitu, C.* :

**The accuracy of the performances of an automatic system.**

Automatica şi Electronica 11, nr. 6, nov-dec 1967, p. 271−273

The tolerances of the performances of an automatic system are analysed.

---

**NEWS** 274−275

**REVIEWS** 276−277

**DOCUMENTATION** 277−278

**ALPHABETICAL INDEX** 279−281

# СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.142–523.8

*Петреску, А.* и *Ниту, К.:*

**Моделирование на аналогических устройствах автоматических систем с переменной структурой.**

Automatica şi Electronica 11, № 6, нояб.–дек. 1967, стр. 243–247

Приведены методы комбинированного использования аналогических счетных элементов и логических цепей для получения систем с переменной структурой.

---

ДК 22.276.4 : 621–52

*Несторескy, Д. Н.:*

**Применение автоадаптивной системы стабилизации питания газом скважин при непрерывном газлифте в оптимальных словиях.**

Automatica şi Electronica 11, № 6, нояб.–дек. 1967, стр. 247–256

Проводится аналитическое исследование явления потери стабильности системы транспорта сжимаемой жидкости в случае возникновения пертурбаций у потребителя, вызывающих фиктивную вариацию дебита жидкости в питательном трубопроводе; делается вывод, ьто оптимальным методом стабилизацуи является метод автоадаптивных систем.

---

ДК 621–52 : 621–55

*Кэлушицэ Миоара:*

**Правила обозначения места корней для системы с простоем.**

Automatica şi Electronica 11, № 6, нояб.–дек. 1967, стр. 257–264

Рассматриваеся вопрос обозначения места корней-уравнения, характерных для систем с простоем и воз можность применения этого места для компенсации регулировачных систем.

---

ДК 681.3.64 : 003 Алгамс

*Константинеску, П.:*

**Об языке Алгамс.**

Automatica şi Electronica 11, № 6, нояб.–дек. 1967, стр. 265–271

Описывается измененный вариант языка Алгол — 60 для автоматуческого программирования электронных счетных устройств среднего типа.

---

ДК 621–52

*Ниту, К.:*

**Точность работы автоматических сустем.**

Automatica şi Electronica 11, № 6, нояб.–дек. 1967, стр. 271–273

Анализируются допуски в работе автоматических систем.

---

**КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 274–275**

**РЕЦЕНЗИИ 276–277**

**ДОКУМЕНТАЦИЯ 277–278**

**АЛФАВИТНЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ 279–281**

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XI (pag. 243–282) nr. 6, noiembrie–decembrie Bucureşti, 1967

Dr. ing. A. PETRESCU şi ing. C. NITU

# Modelarea pe calculatoare analogice a sistemelor automate cu structură variabilă

Dintre sistemele de reglare automată cu caracteristici speciale, mari perspective de utilizare au sistemele cu structură variabilă. Aceste sisteme au obţinut o largă utilizare în industria chimică, în sistemele de urmărire cu performanţe superioare, în aviaţie şi în alte domenii unde se cere îmbunătăţirea indicilor de reglare cu mijloace simple şi care să prezinte siguranţă înaltă în exploatare.

Prin varierea structurii unui sistem se înţelege posibilitatea de comutare după un anumit criteriu a unor blocuri funcţionale (structuri) cu diferite funcţii de transfer. Numărul de blocuri cu diferite funcţii de transfer se alege din condiţiile impuse de numărul parametrilor reglaţi şi de strategia de conducere optimă a procesului de reglare. Parametrii funcţiilor de transfer pentru diferite blocuri se determină din condiţiile impuse performanţelor sistemului de reglare automat.

În lucrarea de faţă se prezintă metodele de modelare pentru studiul sistemelor automate cu structură variabilă, în cazul cînd se urmăreşte reglarea unui singur parametru. Elementele prezentate pot fi utilizate şi pentru modelarea sistemelor cu structură variabilă de orice complexitate.

Prin varierea structurii unui sistem după un anumit criteriu, sistemul de reglare devine neliniar, indiferent dacă blocurile care se comută sînt liniare. Din această cauză, problemele care trebuie rezolvate în proiectarea unui sistem cu structură variabilă : parametrii structurilor şi strategia de comutare necesită calcule laborioase. Din aceste motive, pentru analiza şi sinteza unui sistem automat cu structură variabilă este indicat studiul prin modelare pe calculatoare analogice.

În [1] se prezintă un exemplu de modelare a unui sistem automat cu structură variabilă folosind calculatoare hibride, metodă care necesită instalaţii complexe. Avînd în vedere acest dezavantaj, se impune elaborarea unor metode de modelare care să lărgească sfera de utilizare a calculatoarelor analogice existente. În această direcţie, în [2] se prezintă o metodă de modelare utilizînd relee pentru efectuarea operaţiilor logice şi pentru comutarea unor circuite, ceea ce limitează domeniul de aplicare din cauza timpului finit de efectuare a operaţiilor respective.

Pentru a stabili tipurile de elemente logice necesare pentru modelarea sistemelor automate cu structură variabilă vom prezenta sumar cazurile cînd este necesară introducerea acestor sisteme. Uneori, instalaţia tehnologică este descrisă de o ecuaţie diferenţială neliniară, avînd în planul fazelor traiectorii de fază care indică faptul că procesul de reglare cu regulator convenţional este instabil. Împărţind planul fazelor în mai multe domenii, se stabileşte ce structură trebuie comutată în fiecare zonă, astfel încît sistemul să fie în ansamblu stabil. Numărul zonelor depinde de posibilitatea varierii diverşilor parametri, de tipul instalaţiei reglate, de performanţele impuse etc.

Procedînd în acest mod, sînt cunoscute exemple [4], [9] în care procesul de reglare a unui obiect neliniar cu regulatoare clasice fiind instabil, prin varierea structurii se obţine stabilizarea sistemului. În unele cazuri, procesul de reglare fiind stabil numai în anumite zone din planul fazelor, prin varierea structurii se realizează fie lărgirea domeniului de stabilitate, fie stabilizarea, indiferent de condiţiile iniţiale. În anumite cazuri particulare, relativ simple, se poate pune problema comutaţiei optime a două structuri, însă aceasta complică mult sistemul automat [10].

Prin urmare, pentru studiul sistemelor automate cu structura variabilă este necesar ca, prin modelarea pe calculatoare analogice, să

dispunem de posibilitatea de a împărţi planul fazelor în diverse zone în care sistemul să aibă o anumită structură. Trecerea de la o zonă la alta necesită comutarea unuia sau mai multor blocuri. Deci, sînt necesare o serie de elemente

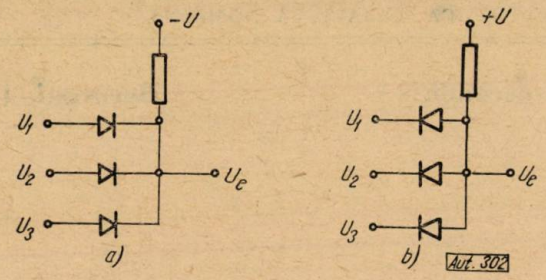



Fig. 1

logice care să permită divizarea planului fazelor în orice configuraţie şi să se treacă în mod automat de la o zonă la alta. În acest scop, elementele logice trebuie să asigure rezolvarea pe calculatoare analogice a problemelor care necesită operaţii logice, în funcţie de care se intervine în mod automat în rezolvarea problemei modelate.

În continuare se descriu elementele logice propuse pentru extinderea domeniului de utilizare a calculatoarelor analogice.

1. *Elemente logice pentru determinarea şi transmiterea semnalului maxim sau minim din mai multe semnale de intrare* (*fig. 1, a şi b*). Aceste elemente sînt formate din diode semiconductoare, care transmit la ieşire semnalul maxim (fig. 1, *a*) sau minim (fig. 1, *b*). Semnalul maxim sau minim blochează trecerea celorlalte semnale de intrare [6].

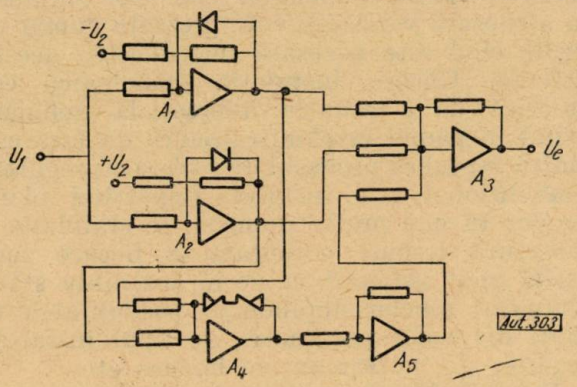



Fig. 2

2. *Element logic pentru blocarea transmiterii unui semnal $U_1$ în cazul cînd* $|U_1| < \Delta$ (*fig. 2*). Tensiunea $U_2$, care la scara aleasă reprezintă pragul $\Delta$, este conectată la intrarea amplificatorului $A_1$, avînd în circuitul de reacţie un element neliniar, format dintr-o diodă conectată în paralel cu o rezistenţă. La ieşirea amplificatorului $A_1$ vom avea semnal cînd:

$$U_1 - U_2 > 0,$$

adică atunci cînd:

$$U_1 > U_2.$$

În mod similar, la ieşirea amplificatorului $A_2$ vom avea semnal atunci cînd:

$$U_1 < -U_2.$$

Prin urmare, la ieşirea amplificatorului $A_3$ vom avea semnal atunci cînd:

$$|U_1| > \Delta.$$

Deoarece din semnalul la intrare este scăzută mărimea $U_2$, pentru a avea la ieşire semnalul $U_1$

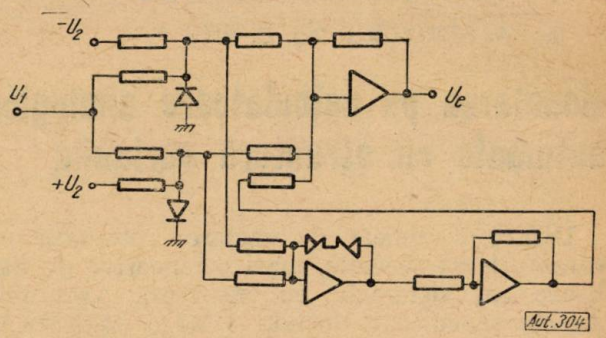



Fig. 3

nemodificat se foloseşte un element releu; atunci cînd există semnal la ieşirea amplificatorului $A_1$ sau $A_2$, amplificatorul $A_5$ are la ieşire tensiunea $U_2$ cu semnul respectiv. Elementul releu se construieşte prin conectarea a două diode Zener în circuitul de reacţie al amplificatorului $A_4$. Această schemă se poate simplifica, înlocuind amplificatoarele $A_1$ şi $A_2$ cu două diode (fig. 3).

3. *Element logic pentru blocarea transmiterii unui semnal cînd* $|U_1| > \Delta$ (*fig. 4*). Schema acestui element este cunoscută sub denumirea de element de limitare şi este prezentată în figura 4.

4. *Elemente logice pentru varierea parametrilor de acordare în funcţie de mărimea semnalului de intrare.* Pentru varierea coeficientului de

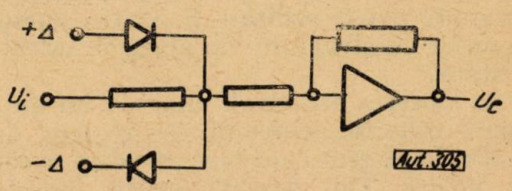



Fig. 4

proporţionalitate $K_R$ sau a constantei de integrare se foloseşte schema din figura 5, *a*.

Deoarece:

$$K_R = \frac{R_2}{R_1}$$

rezultă că pentru varierea acestui parametru este suficientă variaţia rezistenţei $R_1$. Pentru

varierea rezistenţei $R_1$ în funcţie de tensiunea de intrare se folosesc diode Zener cuplate cu rezistenţe în paralel. În figura 5, *b* este prezentată spre exemplificare variaţia factorului de

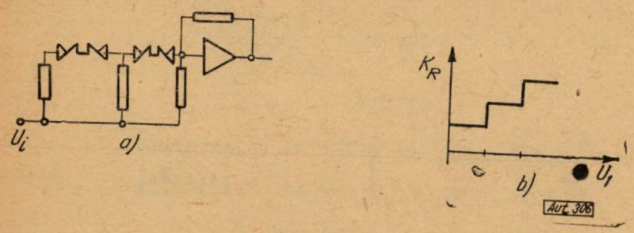



Fig. 5

proporţionalitate în funcţie de tensiunea de intrare.

Variaţia coeficientului de proporţionalitate $K_R$ sau a constantei de integrare se poate face şi în funcţie de o tensiune exterioară $U_{AB}$ (fig. 6). În acest scop se folosesc diode Zener şi punţi formate din diode semiconductoare. Pun-

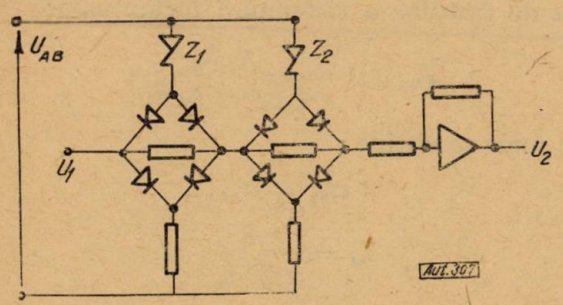



Fig. 6

ţile servesc pentru scurtcircuitarea unei rezistenţe. Condiţia de funcţionare a acestei scheme impune ca valoarea curentului datorită tensiunii de intrare să fie mai mică decît curentul de la tensiunea de comandă $U_{AB}$ prin punţile de comandă. Pentru obţinerea unei tensiuni de comandă $U_{AB}$, fără punct comun cu masa, se

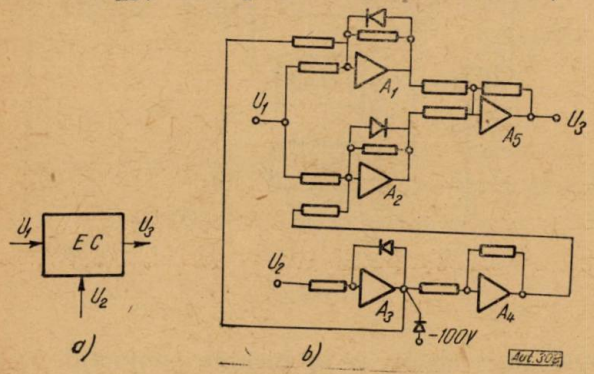



Fig. 7

poate folosi un etaj cu amplificator diferenţial a cărui masă este diferită de cea a schemei din figura 6.

5. *Element logic pentru comutarea unor circuite.* Pentru comutarea unui semnal $U_1$ (fig. 7,*a*) este necesar ca atunci cînd tensiunea de comandă $U_2<0$, semnalul la ieşirea elementului de comutare $U_3$ să fie egal cu $U_1$. Pentru $U_2>0$ este necesar să avem $U_3 = 0$. Pentru efectuarea operaţiei de comutare fără contacte s-a propus şi experimentat o schemă cu amplificatoare operaţionale. În figura 7, *b*, amplificatoarele operaţionale $A_1$ şi $A_2$, cu elemente neliniare în reacţie servesc pentru comutarea tensiunii $U_1$, în funcţie de tensiunea de comandă $U_2$. Pentru $U_2<0$, tensiunile la ieşirea amplificatoarelor $A_3$

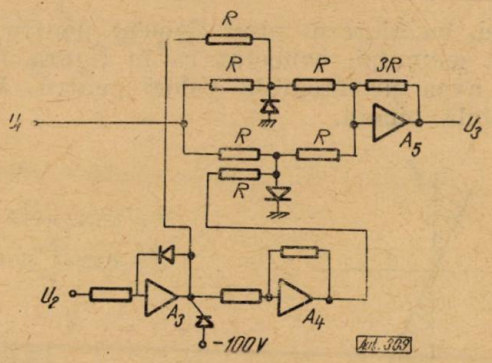



Fig. 8

şi $A_4$ sînt egale cu zero, şi semnalul comutat $U_1$ va trece pentru $U_1>0$ prin intermediul amplificatorului $A_2$, şi respectiv pentru $U_1<0$ prin amplificatorul $A_1$. Amplificatorul $A_5$ serveşte pentru însumarea celor două semnale, avînd la ieşire $U_3 = U_1$.

În cazul cînd $U_2>0$, la ieşirile amplificatoarelor $A_3$ şi $A_4$ vom avea semnal maxim, respectiv $-100$ V şi $+100$ V. Aceste valori vor determina tensiuni nule la ieşirea amplificatoarelor $A_1$ şi $A_2$, deoarece se poate alege întotdeauna astfel scara încît :

$$\max |U_1| < 100 \text{ V}.$$

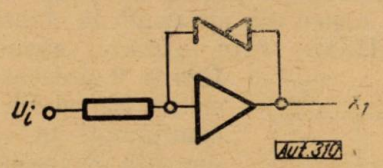



Fig. 9

Pentru simplificarea schemei prezentate, amplificatoarele $A_1$ şi $A_2$ se înlocuiesc cu două diode, obţinînd astfel schema din figura 8. Deoarece la intrarea amplificatorului $A_5$ avem un circuit format din rezistenţe cu valoarea $R$, se poate demonstra că, pentru a avea $U_3 = U_1$, este necesar ca în reacţie să se conecteze o rezistenţă cu valoarea $3R$.

6. *Elemente pentru sesizarea semnului unei tensiuni continue.* Pentru sesizarea semnului unei tensiuni continue se foloseşte un amplificator cu o diodă Zener în circuitul de reacţie (fig. 9). Pentru $U_i > 0$, la ieşirea amplifica-

torului vom avea o tensiune egală cu tensiunea de stabilizare a diodei Zener. Valoarea acestei tensiuni se alege astfel încît să poată comanda un element logic şi se notează simbolic cu „1". Cînd $U_i < 0$, vom avea $x_1 = 0$, ce corespunde variabilei binare „0".

7. *Element logic pentru comutarea unui bloc după o dreaptă în planul fazelor* $\varepsilon$, $\dot{\varepsilon}$. Dacă ecuaţia dreptei este (fig. 10, *a*):

$$\varepsilon + a\dot{\varepsilon} = 0,$$

atunci, cu ajutorul unui element pentru sesizarea semnului, conectat ca în figura 10, *b*, vom avea următoarele valori pentru $X_2$ ca variabilă binară.

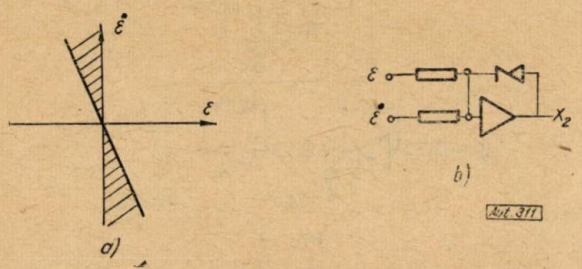



Fig. 10

Pentru cazul cînd punctul de funcţionare a modelului este deasupra dreptei, adică:

$$\varepsilon + a\dot{\varepsilon} > 0, \text{ avem } X_2 = 1$$

şi respectiv pentru:

$$\varepsilon + a\dot{\varepsilon} < 0, \; X_2 = 0.$$

Pentru deducerea funcţiei logice de comutare se formează diagrama Veitch (fig. 11) şi se obţine:

$$X = X_1 X_2 U \overline{X}_1 \overline{X}_2. \qquad (1)$$

Această funcţie logică se poate realiza cu elemente logice din sistemul de comutaţie statică UNILOG. Prin urmare, elementul din figura 9 sesizează semnul erorii, iar cel din figura 10, semiplanul în raport cu dreapta de comutare. Cele două variabile binare de la ieşirea acestor elemente comandă o schemă logică L ce realizează funcţia logică (1). Semnalul $X$ comandă un element de comutare (fig. 8).

| | $X_2$ | $\overline{X}_2$ |
|---|---|---|
| $X_1$ | 1 | 0 |
| $\overline{X}_1$ | 0 | 1 |

Aut. 312

Fig. 11

E x e m p l u. Pentru obţinerea unor performanţe superioare la reglarea unui parametru tehnologic cu regulator proporţional se foloseşte un sistem cu structură variabilă (fig. 12).

Presupunînd închis contactul $C_1$, funcţia de transfer a sistemului închis va fi:

$$Y_{01}(s) = \frac{K_1 K_2}{s^2 + s(a - K_1 K_2 K_3) + K_1 K_2},$$

unde, echivalînd cu un sistem de ordinul doi, se obţine:

$$\omega_{n1} = \sqrt{K_1 K_2},$$

$$\zeta_1 = \frac{a - K_1 K_2 K_3}{2\sqrt{K_1 K_2}}.$$

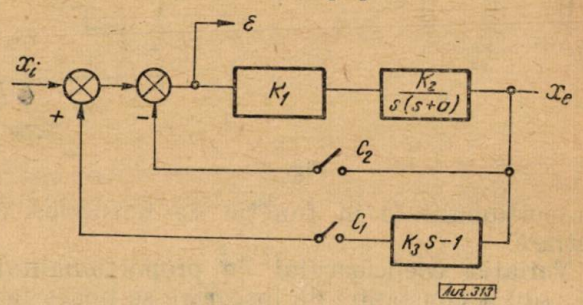



Fig. 12

În cazul cînd este închis contactul $C_2$, funcţia de transfer a sistemului închis va fi:

$$Y_{02}(s) = \frac{K_1 K_2}{s^2 + as + K_1 K_2},$$

de unde se obţine:

$$\omega_{n2} = \omega_{n1},$$

$$\zeta_2 = \frac{a}{2\sqrt{K_1 K_2}}.$$

Se vor analiza trei criterii de variere a structurii sistemului:

a) Varierea structurii în funcţie de modulul erorii. Folosind elemente logice pentru blocarea transmiterii unui semnal (fig. 3—4), se efectuează comutarea structurii fără contacte după schema din figura 13. Pentru erori cu modulul

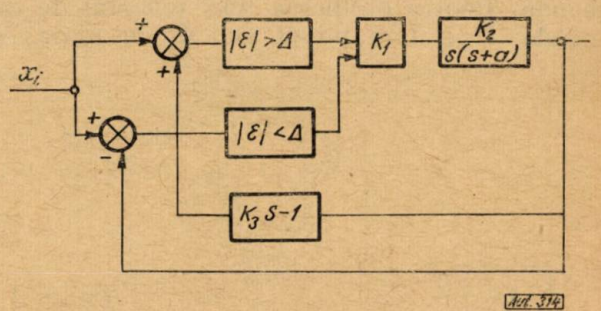



Fig. 13

mai mare decît $\Delta$ se închide contactul $C_2$ şi sistemul va avea un factor de amortizare mare.

b) Varierea structurii după o dreaptă ce trece prin origine în planul fazelor se realizează cu elemente logice de comutare. O schemă logică ce comandă două elemente de comutare asigură închiderea celor două contacte $C_1$ şi $C_2$. Pentru aceasta este necesar un element pentru sesizarea semnului erorii şi un element pentru

stabilirea domeniului în care se găseşte punctul de funcţionare în planul fazelor în raport cu linia de comutare.

c) Pentru varierea structurii după o curbă în planul fazelor, care poate fi aproximată cu segmente de dreaptă, este necesar să se utilizeze, simultan cu cele două elemente de comutare, şi elemente neliniare (fig. 5), la intrarea acestora. În acest mod pot fi modelate, de exemplu, parabole în planul fazelor.

## Concluzii

Studiul prin modelare pe calculatoare analogice a sistemelor automate cu structură variabilă permite determinarea performanţelor sistemului şi aprecierea influenţei diverşilor parametri. Elementele logice descrise permit modelarea fără contacte a unui sistem automat şi în cazul cînd se comută mai multe structuri în funcţie de performanţele impuse.

Perspective deosebite are utilizarea circuitelor de comutare statică pentru diverse operaţii logice, ceea ce permite înlocuirea releelor din schemele de modelare.

Experienţele efectuate pe calculatorul analogic MAC-1 au arătat că realizarea sistemelor automate cu structură variabilă constituie o metodă relativ simplă şi ieftină pentru îmbunătăţirea proceselor de reglare în cazurile cînd regulatoarele clasice nu satisfac performanţele impuse.

### BIBLIOGRAFIE


[1] Mishkin Braun. *Adaptive control systems.* New York, Mc Graw-Hill, 1961.

[2] Tou, J. *Modern control theory.* New York, Mc Graw-Hill, 1961.

[3] Feldbaum, A. *Osnovi teorii optimalnih avtomaticeskih sistem.* Moscova, Fizmatghiz, 1965.

[4] Emelianov, S. V. *Primenenie sistem avtomaticeskogo upravlenia s peremennoi strukturoi dlia upravlenia obiektami, parametri kotorih meniaiutsea v şirokih predelah.* In : Dokl. Akad. Nauk S.S.S.R., 1963.

[5] Petrescu, A., Nitu, I. C. *Studiul prin modelare pe calculatoare analogice a regulatoarelor automate cu structură variabilă.* Comunicare la a XIII-a sesiune a Institutului de energetică, 1967.

[6] Petrescu, A. *Utilizarea elementelor logice în calculatoarele analogice.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1967.

[7] Nitu, C. *Rezolvarea unei probleme de optimizare cu maşini analogice.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1965.

[8] Nath, N. G. ş.a. *Transient response improvement of servosystems by discrete control of parameter.* În : Journ. electron. and control, 1964, 17, 4.

[9] Bermant, M. A. *Primenenie sistem s peremennoi strukturoi.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 7, 1964.

[10] Taran, G. V. *Primenenie nelineinoi korekţii i peremennoi strukturi dlia ulucişenia dinamiceskih svoistv SAR.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 1, 1964.


---

D. N. NESTORESCU

# Folosirea unui sistem autoadaptiv pentru stabilizarea alimentării cu gaze a sondelor în erupţie artificială continuă în condiţii optime

## 1. Introducere

În prezent problema optimizării transportului de gaze şi a altor fluide compresibile se pune deosebit de acut. Gazele naturale sînt utilizate astăzi pe o scară din ce în ce mai largă în industrie. Transportul de fluide compresibile se întîlneşte însă şi în alte domenii, şi anume în cazul alimentării cu gaze sau aer a sondelor în erupţie artificială, injecţie de gaze în strat, foraj cu jet de aer sub presiune etc. În prezentul articol ne vom ocupa de minimizarea consumului specific de gaze pentru alimentarea sondelor în erupţie artificială $\left(\text{consumul specific este } \frac{\text{m}^3\text{gaze/zi}}{\text{t ţiţei/zi}}\right)$. Aceasta duce pe de altă parte la un consum minim total de fluide compresibile şi de energie electrică.

## 2. Alimentarea cu gaze a sondelor în erupţie artificială continuă

La sondele exploatate în regim de erupţie artificială, ridicarea la suprafaţă a ţiţeiului din strat se face printr-o energie suplimentară, transmisă cu gazele comprimate introduse în sondă. Pentru aceasta sondele în erupţie artificială sînt alimentate prin staţiile de distribuţie.

Fiecare staţie de distribuţie este alimentată cu gaze prin trei conducte magistrale : de înaltă, medie şi joasă presiune, existînd posibilitatea conectării sondei la oricare dintre cele trei conducte magistrale.

În distribuitoare sînt concentrate dispozitivele de reglare manuală a debitului de gaze şi aparatele de control al regimului de funcţionare al sondelor.

Regimul optim de funcţionare al sondei este determinat pe baza caracteristicii ei externe.

Caracteristica externă reprezintă variaţia debitului de ţiţei $Q_t$, în funcţie de debitul de gaze $Q_g$. Aceste curbe (fig. 1) au un punct de maxim, unde dacă se asigură debitul de gaze $Q_{g0}$, debitul de ţiţei va fi $Q_{tm}$. În afară de acest punct de funcţionare optim, mai există şi punctul de

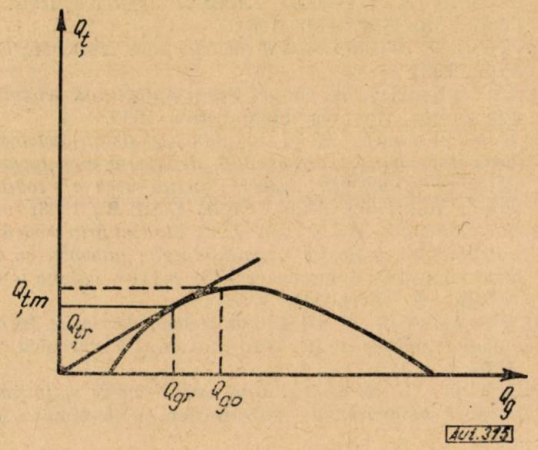



Fig. 1. Caracteristica externă a unei sonde în erupţie artificială continuă.

consum specific minim, care se găseşte la intersecţia tangentei duse din origine la caracteristica externă, cu această caracteristică. Acest punct are coordonatele $Q_{tr}$ şi $Q_{gr}$. Avînd în vedere cele expuse, este necesar să se menţină constant debitul de gaze la acea valoare care asigură consumul specific minim, adică debitul de gaze $Q_{gr}$, indiferent de perturbaţiile apărute.

Pentru a putea trata analitic problema reglării debitului de gaze prin conductele de alimentare va trebui întîi să studiem caracteristicile sistemului de transport gaze.

### 3. Comportarea dinamică a sistemului de transport gaze

În cazul transportului de gaze prin conducte cu ramificaţii avem de-a face cu o conductă principală (care, la sistemul de transport gaze, nu întotdeauna este conducta magistrală) şi mai multe conducte de alimentare a consumatorilor, care se pot ramifica din puncte diferite de pe conducta principală sau din acelaşi punct de la o staţie de distribuţie — ca de exemplu în cazul alimentării cu fluid a sondelor în erupţie artificială.

Ecuaţia diferenţială a conductei principale a fost demonstrată în [10]:

$$2\tau\frac{dp_p}{dt} + 2k_p p_p = \sum_{i=1}^{n} g_i p_{di} + \sum_{i=1}^{n} g_i p_{ci}, \quad (1)$$

unde:

$\tau$ este constanta de timp a conductei principale, $\tau = \frac{V}{RT}\frac{P_{p0}}{G}$;

$V$ — volumul conductei principale;

$P_{p0}$ — presiunea normală a conductei;

$G$ — cantitatea de fluid normală ce se află la un anumit moment pe conducta principală;

$R$ — constanta generală a gazelor;

$T$ — temperatura absolută a gazului, °K;

$p_p = \frac{\Delta P_p}{P_{p0}}$;

$\Delta P_p$ — variaţia de la valoarea normală a presiunii pe conducta principală;

$k_p$ — constanta de proporţionalitate;

$g_i$ — $\frac{G_i}{G}$;

$G_i$ — cantitatea normală de fluid ce se află în conducta de alimentare $i$ la un acelaşi moment ca şi cantitatea de gaze $G$ pe conducta principală;

$p_{di}$ — $\frac{\Delta P_{di}}{P_{di0}}$;

$P_{di0}$ — presiunea diferenţială normală pe conducta de alimentare;

$\Delta P_{di}$ — variaţia presiunii diferenţiale pe conducta de alimentare de la valoarea ei normală;

$p_{ci}$ — $\frac{\Delta P_{ci}}{P_{ci0}}$;

$P_{ci0}$ — presiunea normală a consumatorului;

$\Delta P_{ci}$ — variaţia presiunii consumatorului de la valoarea ei normală;

$n$ — numărul de conducte de alimentare racordate la aceeaşi conductă principală la acelaşi distribuitor.

În cazul în care avem o variaţie a debitului prin conducta principală, ecuaţia diferenţială este:

$$2\tau\frac{dp_p}{dt} + 2K_p p_p + 2K_q g = \sum_{i+1}^{n} g_i p_{di} + \sum_{i=1}^{n} g_i p_{ci}, \quad (2)$$

unde:

$$g = \frac{\Delta G}{G} = \frac{\Delta Q_p}{Q_p};$$

$\Delta G$ — variaţia cantităţii de gaze prin conducta principală în momentul dezechilibrării sistemului de transport;

$Q_p$ — debitul normal prin conducta principală;

$\Delta Q_p$ — variaţia debitului prin conducta principală de la valoarea normală;

$K_q$ — o constantă de proporţionalitate.

Restul notaţiilor sînt aceleaşi ca la ecuaţia (1).

În demonstraţia acestei formule s-au făcut următoarele ipoteze. S-a asimilat conducta principală cu un recipient echivalent în punctul de joncţiune, în care presiunea variază după perturbaţiile pe care le primeşte de la parametrii celor $n$ conducte de alimentare, racordate la conducta principală în acest punct. Acumularea de fluid compresibil în conducta princi-

pală se produce fie dacă creşte presiunea consumatorului, fie dacă mărim căderea de presiune pe robinetul de comandă, care are un rol esenţial în asigurarea unui debit optim pentru consumator.

Eliberarea de fluid din conducta principală în acest punct are loc atunci cînd perturbaţiile se produc invers. În cazul acumulării de fluid pe conducta principală, presiunea acesteia creşte; în caz contrar, scade.

Variaţia presiunii $P_p$ are loc cînd debitul de gaze de pe conducta principală, care trebuie repartizat în mod optim pe conductele de alimentare de la distribuitor (unde se află punctul de joncţiune), nu este acelaşi cu debitul de gaze de pe conductele de alimentare a sondelor. Diferenţa dintre ele produce o variaţie a greutăţii specifice a gazelor. Pe de altă parte, creşterea presiunii în conducta principală se opune acumulării de fluid, pe cînd scăderea presiunii favorizează acumularea de gaze în conductă. Această tendinţă este proporţională cu variaţia presiunii.

Deci, ţinînd seamă de cele expuse, avem:

$$\sum_{i=1}^{n} \Delta G_i - \Delta G + K_p \Delta P_p = V \frac{d\gamma}{dt}, \qquad (3)$$

unde:

$V$ este volumul echivalent al conductei principale;

$\gamma$ — greutatea specifică a gazului.

Folosind legea gazelor şi ţinînd seamă că $G_i$ depinde de variaţia presiunii consumatorului şi a căderii de presiune pe robinetul de comandă, găsim relaţia (1) dacă variaţia debitului pe conducta principală $\Delta Q_p = 0$, şi relaţia (2) dacă $\Delta Q_p \neq 0$.

Caracteristicile de frecvenţă ale conductei de alimentare-consumator au fost ridicate experimental de la o sondă în erupţie artificială continuă. Ridicările experimentale s-au efectuat preluînd datele în punctul de joncţiune, deci conducta de alimentare-consumator a apărut ca un singur element cu parametrii concentraţi în punctul de joncţiune.

În ridicarea caracteristicilor de frecvenţă s-a folosit metoda liniarizării statistice expusă de N. Wiener [11], pentru un obiect complex.

Obiectul complex conductă de alimentare-consumator are trei intrări $P_p$, $P_c$ şi $F$, şi o ieşire $P_d$. Neacţionîndu-se asupra robinetului de comandă ($\Delta F = 0$), în ridicarea caracteristicilor prin metodele statistice s-au considerat numai două intrări ($P_p$ şi $P_c$) şi o ieşire ($P_d$), pentru care s-au asigurat diagramele variaţiilor parametrilor, aşa cum au decurs ele în procesul tehnologic. Pentru canalul $F - P_d$ s-a dat un semnal treaptă $\Delta F$ atît de mare, încît s-a putut neglija influenţa lui $P_p$ şi $P_c$ asupra lui $P_d$ şi s-a ridicat grafic caracteristica dinamică de timp.

Calculele statistice au fost efectuate la calculatorul C.I.F.A.-3 de la Centrul de calcul al Universităţii din Bucureşti. Trasînd caracteristicile de frecvenţă în coordonate logaritmice şi ducînd asimptotele la curbă, s-au putut determina frecvenţele de frîngere, deci constantele de timp $T_c$. Tot din caracteristicile de frecvenţă la $\omega = 0$ s-a determinat constanta de amplificare $a$.

Din ridicări experimentale, ecuaţia diferenţială a conductei de alimentare este [10]:

$$T_c \frac{dp_d}{dt} + p_d = 2ap_p + 2K_0 f - 2ap_c + T_c \frac{dp_c}{dt} + p_c. \qquad (4)$$

În relaţia (4):

$T_c$ este constanta de timp a consumatorului;

$f$ — $\frac{\Delta F}{F_0}$;

$F_0$ — secţiunea de trecere a ventilului de reglare pentru asigurarea presiunii diferenţiale normale;

$\Delta F$ — variaţia de la această secţiune;

$K_0$ — constanta de amplificare a ventilului de reglare;

$a$ — constanta de amplificare a elementului conductei de alimentare-consumator.

După cum reiese din formula (4), presiunea diferenţială pe conducta de alimentare cu gaze depinde de diferenţa dintre presiunea în conducta principală şi aceea a consumatorului.

Această presiune diferenţială poate fi modificată de căderea de presiune pe supapa ventilului, care este cu atît mai mică cu cît secţiunea de trecere a ventilului este mai mare. Deci vom avea o variaţie a presiunii diferenţiale în sensul variaţiei presiunii în conducta principală şi a secţiunii ventilului şi în sens contrar variaţiei presiunii consumatorului.

Variaţia presiunii diferenţiale în conducta de alimentare la variaţia presiunii consumatorului, a secţiunii ventilului şi a presiunii în conducta principală se face cu o anumită inerţie, ceea ce arată termenul $T_c \frac{dp_d}{dt}$.

Elementul conductă de alimentare-consumator este un element neliniar. Constanta de amplificare a acestui element depinde de raportul $\frac{P_c}{P_p}$, după cum arată figura 2.

De asemenea, $T_c = T_{c0}\, a$, unde $T_{c0}$ este o constantă, adică $T_c$ are aceeaşi variaţie cu raportul $\frac{P_c}{P_p}$ ca şi $a$.

Această dependenţă a lui $a$ şi $T_c$ de raportul $\frac{P_c}{P_0}$ este evidentă, deoarece cu cît presiunea consumatorului este mai aproape de presiunea

în conducta principală, cu atît o variaţie relativ mică a presiunii consumatorului sau a presiunii pe conducta principală produce o variaţie relativ mare a debitului şi deci şi o variaţie a presiunii diferenţiale în conducta de alimentare mare şi invers. De asemenea, variaţia constantei de timp $T_c$ în sensul dat de verificările experimentale se poate explica astfel : cu cît presiunea consumatorului este mai aproape de aceea a conductei principale, cu atît energia cinetică a fluidului din conducta de alimentare este mai mică şi variaţia presiunii diferenţiale şi statice se produce mai lent.

În sfîrşit se observă că variaţia debitului în conducta de alimentare pentru obiectele considerate (variaţie dată de aceea a presiunii diferenţiale) produce o variaţie în acelaşi sens a presiunii consumatorului, variaţie reprezentată de termenul :

$$T_c \frac{dp_c}{dt} + p_c .$$

Avînd în vedere că s-a considerat ca un element unic conducta de alimentare-consumator,

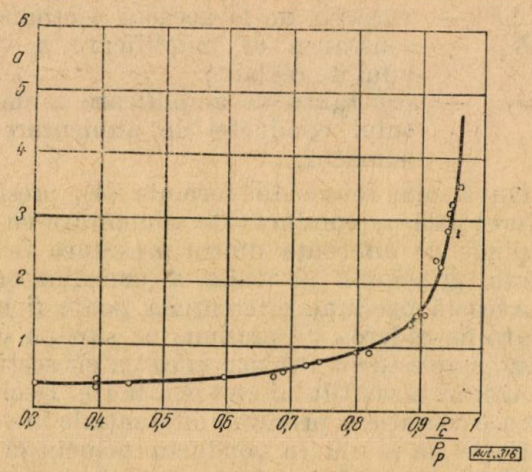



Fig. 2. Caracteristica statică a obiectului automatizat conductă de alimentare-consumator.

este normal ca constanta de timp ce arată inerţia variaţiei presiunii diferenţiale de pe conducta de alimentare şi a presiunii statice a consumatorului să fie egale.

În continuare se va trata analitic cazul reglării presiunii diferenţiale pe conducta de alimentare.

## 4. Sisteme convenţionale pentru reglarea presiunii diferenţiale a conductelor de alimentare

Un asemenea sistem este arătat principial în figura 3, iar schema-bloc, în figura 4.

Din figurile 3 şi 4 se observă că variaţia secţiunii ventilului de reglare va trebui să fie funcţie de variaţia presiunii diferenţiale, după legea :

$$m_{k0}\, m_f = - Y_R(S)\, m_{pd}(s) + c_1. \qquad (5)$$

În relaţia (5), presupunînd caracteristica ventilului de reglare neliniară, $m_f$, $m_{k0}$ şi $m_{pd}$ sînt respectiv variaţia valorilor medii ale secţiunii ventilului, coeficientului de amplificare şi presiunii diferenţiale.

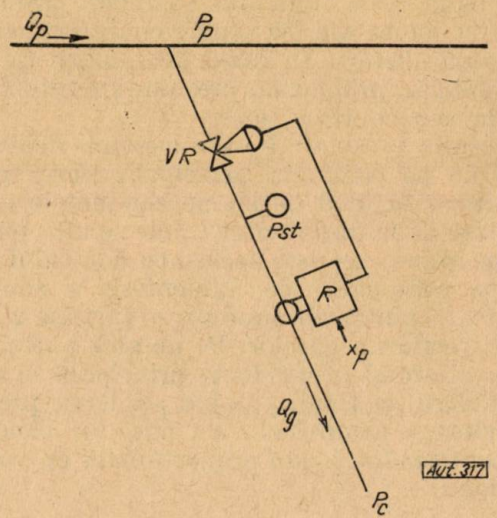



Fig. 3. Schema de principiu a unui sistem de reglare a presiunii diferenţiale într-o conductă de alimentare.

În studiul ce-l vom face, pentru a uşura calculul se va considera $c_1 = 0$. Această constantă, nedepinzînd de perturbaţiile apărute după stabilirea regimului optim, nu are nici o influenţă în ceea ce priveşte pierderea stabilităţii sistemului. Eventual trebuie să ţinem seamă de ea numai la stabilirea regimului optim. În relaţia (5), legea dinamică a dispozitivului de automatizare a fost asimilată cu aceea a regulatorului. Prin aceasta presupunem că inerţia elementului de măsură şi a ventilului de reglare este mult mai mică decît a regulatorului. În realitate, inerţia ventilului de reglare este comparabilă cu aceea a regulatorului. Acest

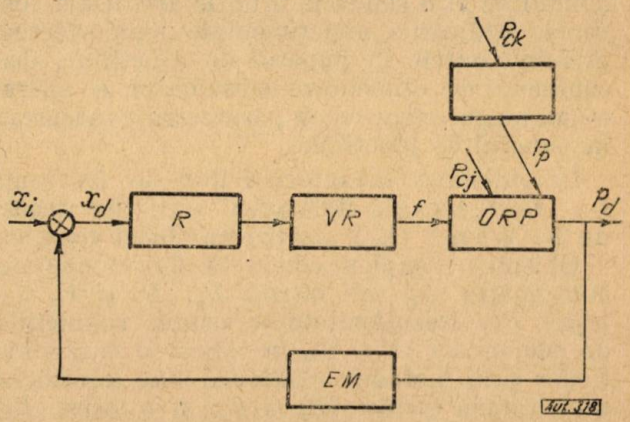



Fig. 4. Schema-bloc a unui sistem de reglare a presiunii diferenţiale într-o conductă de alimentare.

lucru va duce la o eroare în stabilirea funcţiei de transfer a regulatorului, eroare care, aşa cum am arătat în lucrarea [10], nu are implicaţii asupra dinamicii sistemului de alimentare.

De data aceasta rezultatele experimentale arată că avem de-a face cu un consumator cu o singură capacitate, reprezentată de spaţiul inelar de gaze. Influenţa conductei de alimentare este redusă datorită volumului mic al conductei faţă de volumul spaţiului inelar de gaze; raportul dintre cele două volume este mai mic, cel mult egal cu raportul dintre suprafaţa conductei şi cea a spaţiului inelar de gaze.

Pentru studiul sistemului de alimentare trebuie considerat sistemul de ecuaţii:

$$2(\tau s + k_p)\, m_p p = \sum_{i=1}^{n} g_i\, m_{pdi} + \sum_{i=1}^{n} g_i\, m_{pci}$$

$$(\|\overline{T}_0\|\, s + \mathrm{E})\, m_{pd} = 2\,\|\bar{a}\|\, m_{pp}(s) -$$

$$- 2\,\|\bar{a}\|\,\|m_{pc}(s)\| + 2\,\|m_{k0}\|\,\|m_f(s)\| +$$

$$+ (\|\overline{T}_c\|\, s + \mathrm{E})\,\|m_{pc}\|, \qquad (6)$$

unde:

$$\|\overline{T}_c\| = \begin{Vmatrix} \overline{T}_{c1} & & \\ & \ddots & \\ & & \overline{T}_{cn} \end{Vmatrix} \qquad \|\bar{a}\| = \begin{Vmatrix} \bar{a}_1 \\ \vdots \\ \bar{a}_n \end{Vmatrix}$$

pentru coeficienţii lui $m_{pp}$

$$\|m_{pd}\| = \begin{Vmatrix} m_{pd} \\ \vdots \\ m_{pdn} \end{Vmatrix} \qquad \|\bar{a}\| = \begin{Vmatrix} \bar{a}_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \bar{a}_n \end{Vmatrix}$$

pentru coeficienţii lui $m_{p\bullet}$

$$\|m_{k0}\| = \begin{Vmatrix} m_{k01} & & \\ & \ddots & \\ & & m_{k0n} \end{Vmatrix} \qquad \|f\| = \begin{Vmatrix} f_1 \\ \vdots \\ f_n \end{Vmatrix} \qquad \|m_{pc}\| = \begin{Vmatrix} m_{pc1} \\ \vdots \\ m_{pcn} \end{Vmatrix}$$

În relaţiile (6), $m_{pp}$, $m_{pdi}$, $m_{pci}$, $\overline{T}_{ci}$ şi $\bar{a}_i$ sînt valori medii ale variaţiilor presiunii în conducta principală, presiunii diferenţiale în conducta de alimentare, presiunii consumatorului şi a constantei de timp şi de amplificare a elementului de alimentare-consumator.

Ţinînd seamă de aceasta şi introducînd relaţiile (5) în sistemul al II-lea de ecuaţii din (6), iar rezultatele acestei înlocuiri introducîndu-le în ecuaţia întîi din (6), rezultă:

$$\left[\tau s + K_p - \sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i\, g_i}{T_{ci}\, s + 1 + 2\, Y_{Ri}(s)}\right] m_{pp}(s) =$$

$$= - \sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i - (\overline{T}_{ci}\, s + 1) - Y_{Ri}(s)}{\overline{T}_{ci}\, s + 1 + 2\, Y_{Ri}(s)}\, g_i\, m_{pci}(s). \qquad (7)$$

Din relaţia (7) se observă că, dacă capacitatea conductei principale este atît de mare încît reacţia sa la variaţia cantităţii de gaz în punctul de joncţiune să fie mică, $k_p = 0$ şi sistemul în ansamblu se comportă practic ca un element integrator. Oricare ar fi valorile constantelor $\overline{T}_{ci}$ şi $a_i$ şi parametrii regulatorului, soluţia ecuaţiei (7) este instabilă.

Dacă însă apare o variaţie de debit pe conducta principală, $q \neq 0$, deoarece $(\Delta Q_p) \neq 0$.

Pe de altă parte $Q_p = Q_p + \Delta Q_p$.

$Q_p$ este debitul normal pe conducta principală şi este egal cu:

$Q_p \cong K\sqrt{P_{dp}\, P_p}$ (unde $P_{dp}$ este presiunea diferenţială pe conducta principală).

Presupunînd diametrul conductei principale suficient de mare, astfel că variaţia presiunii în conducta principală în punctul de joncţiune este mică în raport cu presiunea absolută $P_{dp} = \mathrm{ct}$, deci $\Delta P_{dp} = 0$, atunci:

$$\frac{Q_p + \Delta Q_p}{Q_p} = \frac{\sqrt{P_{dp}\, P_p + P_{dp}\, \Delta P_p}}{\sqrt{P_{dp}\, P_p}} = 1 + k_p\, p_p.$$

Deci $q = k_p\, p_p$, şi în locul termenului $k_p$ din relaţia (1) se poate introduce termenul $k_{p1} = k_p + k_p\, k'_p$. Acest termen este suficient de mare încît soluţia ecuaţiei (7) este stabilă. Adică în momentul cînd variază şi debitul de gaz, sistemul nu-şi pierde stabilitatea, deoarece presiunea în conducta principală revine la o valoare apropiată de cea optimă, după un timp ce depinde de inerţia sistemului.

Pentru a ilustra mai concret cele expuse să considerăm că regulatorul este de tip $P$ sau $I$.

Dacă utilizăm un regulator tip $P$, atunci din relaţia (4) se deduce funcţia de transfer la perturbaţie, în cazul perturbaţiilor mici:

$$Y_{pc\,pd} = \frac{p_d(s)}{p_c(s)} = \frac{1 - 2\,\bar{a} + \overline{T}_c\, s}{2\, K_R + \overline{T}_c\, s + 1}. \qquad (8)$$

Din relaţia (8) reiese că dacă $K_{Ri} < \bar{a}_i$, atunci $|p_{di}| > |p_{ci}|$.

Totodată din relaţia (7) se observă că variaţia presiunii în conducta principală este de sens contrar cu aceea a consumatorului şi că dacă $K_{Ri} < \bar{a}_i$, atunci $\left|\sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i\, g_i}{\overline{T}_{ci}\, s + 1 + 2\, K_{Ri}}\right| > K_p$.

Deci în cazul apariţiei unei perturbaţii a presiunii consumatorului, sistemul de alimentare devine instabil în jurul punctului de funcţionare.

Pentru a explica acest fenomen să presupunem, de exemplu, că presiunea consumatorului $P_c$ creşte. Din această cauză, presiunea diferenţială scade. Totodată tinde să crească presiunea în conducta principală, dar cum influenţa variaţiei lui $P_c$ asupra presiunii diferenţiale este de 2 $a$ ori mai mare ca asupra presiunii în conducta principală (relaţia (4)), şi cum regulatorul este proporţional, influenţa scăderii presiunii diferenţiale este mai rapidă. Din această cauză, sistemul de reglare a presiunii diferenţiale în conducta unde a apărut perturbaţia va mări secţiunea de trecere a ventilului, ceea ce are ca efect eliberarea de gaz din punctul de joncţiune, deci scăderea presiunii în conducta principală. Ca urmare, presiunea diferenţială pe toate conductele de alimentare racordate în acelaşi punct (la acelaşi distribuitor) scade, deci sistemele de reglare de la toate conductele de alimentare conectate la acelaşi distribuitor vor căuta să mărească secţiunea ventilelor de reglare. De această dată, perturbaţia este reprezentată de variaţia presiunii în conducta principală $P_c$; din relaţia (4) se observă că, în jurul punctului de funcţionare, funcţia de transfer $Y_{p_p p_d} = \frac{2\bar{a}}{\bar{T}_c s + 1 + 2K_R}$. Dacă $K_R < \bar{a}$, urmează şi de data aceasta $|p_d| > |p_p|$ în fiecare moment; deci variaţia secţiunii ventilului de reglare este mai rapidă decît variaţia presiunii în conducta principală, ceea ce are ca efect o scădere şi mai mare a presiunii în conducta principală, şi procesul continuă pînă cînd se trece în alt punct de funcţionare.

Ca urmare a modificării raportului dintre $K_p$ şi $\left|\sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i g_i}{\bar{T}_{ci} s + 1 + 2K_{Ri}}\right|$, sistemul se poate stabiliza în jurul altui punct de funcţionare. El poate să treacă însă şi printr-o succesiune de regimuri instabile.

Una dintre căile de stabilizare ar fi, de exemplu, aceea în care un ventil de pe o conductă de alimentare se poate deschide pînă la capăt, el nemaiavînd nici un rol în reglarea presiunii diferenţiale. Atunci, datorită scăderii presiunii în conducta principală, debitul în conducta de alimentare, unde ventilul pierde rolul de reglare, scade, ceea ce duce la acumularea de gaz în conducta principală, în punctul de joncţiune. De aceea, debitul prin toate conductele începe să crească şi sistemul poate ajunge la un punct de stabilizare; se poate, însă, ca datorită creşterii debitului şi a presiunii diferenţiale să intre în funcţiune sistemele de reglare de la toate conductele de alimentare şi instabilitatea să se menţină pentru un alt punct de funcţionare.

Se observă că, dacă $P_c$ creşte şi $P_p$ tinde iniţial să scadă, raportul $\frac{P_c}{P_p}$ creşte, deci $\bar{a}$ creşte şi posibilitatea de stabilizare practic este foarte redusă, deoarece $\left|\sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i g_i}{\bar{T}_{ci} s + 1 + 2K_{Ri}}\right| > K_p$.

Dacă presiunea consumatorului scade, fenomenele se desfăşoară în sens contrar, adică presiunea în conducta principală tinde să crească, mutînd sistemul în alt punct de funcţionare. Dar posibilitatea de stabilizare este mai mare, deoarece raportul $\frac{P_c}{P_p}$ scade, $\bar{a}$ scade, şi $\left|\sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i g_i}{1 + 2K_{Ri} + \bar{T}_{ci} s}\right|$ poate deveni mai mic decît $K_p$.

Dacă $K_{Ri} > \bar{a}_i$, atunci din formula (8) se observă că $|p_{di}| < p_{ci}|$, deci dacă presiunea consumatorului creşte, vom avea o acumulare de fluid în punctul de joncţiune. Dacă se studiază relaţia (7), se poate observa că variaţia presiunii în conducta principală este de acelaşi sens cu variaţia presiunii consumatorului, deci dacă $P_c$ creşte, va creşte şi $P_p$. În acelaşi timp însă, la $K_{Ri}$ foarte mare, se poate ca $\left|\sum_{i=1}^{n} \frac{\bar{a}_i g_i}{\bar{T}_{ci} s + 1 + 2K_{Ri}}\right| < K_p$, deci sistemul nu îşi pierde stabilitatea (soluţia ecuaţiei (7) este stabilă). Ca în cazul precedent, de data aceasta $|p_d| < |p_p|$ în fiecare moment. Dar aşa cum s-a arătat în [10], abaterile statice sînt foarte mari şi soluţia tehnică nu este acceptabilă.

Cazul utilizării regulatorului $PD$ se reduce la cazul utilizării regulatorului tip $P$, deoarece $T_{di}$ (timpul diferenţiator al regulatorului) este de aceeaşi ordine de mărime ca şi $T_{ci}$ şi expresiile (7) şi (8) sînt identice, cu deosebirea că termenul $T_{ci} s$ va fi înlocuit cu $(T_{ci} + T_{di})s$.

Dacă însă sistemul de reglare a presiunii diferenţiale are o comandă integratoare, pentru ca el să nu devină instabil, timpul integrator al regulatorului $T_{ii}$ va fi de ordinul lui $\tau$. În acest caz, în partea stîngă a relaţiei (7), toţi termenii conţin în factor comun pe $s$. În acest caz, sistemul este la limită de stabilitate în jurul punctului de funcţionare.

Pentru a explica mai concret aceasta, să presupunem că a crescut presiunea consumatorului. Cum acţiunea acesteia asupra presiunii diferenţiale este de 2 $a$ ori mai mare decît asupra presiunii în conducta principală, cea dintîi începe să scadă. Deci sistemul de reglare deschide lent ventilul. Tendinţa de creştere a presiunii în conducta principală este de circa două ori mai lentă ca a variaţiei secţiunii ventilului ($T_{ii}$ de ordinul lui $\tau$), şi deci, datorită deschiderii mai rapide a secţiunii ventilului, presiunea scade în conducta principală. Sistemele de reglare fiind cu acţiune lentă, urmează că ele nu sînt capabile să acţioneze rapid la scăderea presiunii diferenţiale pe conductele de alimentare racordate la acelaşi punct (distribuitor), de aceea presiunea consumatorului scade. Cum tendinţa de scădere a presiunii

consumatorului este mai lentă decît aceea a presiunii în conducta principală, datorită intervenţiei capacităţii consumatorului, presiunea diferenţială începe să scadă şi mai mult. Sistemele de reglare care sesizează această tendinţă încep să mărească mai mult secţiunea ventilului, deci presiunea în conducta principală tinde să scadă şi procesul continuă pînă cînd se trece în alt punct de funcţionare.

Dacă presiunea unui consumator iniţial scade, concluziile cu privire la stabilitatea sistemului de alimentare sînt aceleaşi ca mai sus.

Problema stabilităţii în mare se poate explica la fel ca mai sus.

În lucrarea [10] s-a demonstrat că, dacă soluţia ecuaţiei (7) este stabilă în mare, şi presiunile diferenţiale ale conductelor de alimentare se stabilizează în mare.

Pentru stabilizarea sigură a sistemului de alimentare cu gaze a sondelor în erupţie artificială continuă, se preconizează lăsarea nereglată a alimentării cu gaze a 1—2 sonde de la un distribuitor, numite sonde-tampon, la care variaţia debitului de gaze să depindă de variaţia presiunii în conducta magistrală.

Deci datorită variaţiei debitului de gaze prin conductele de alimentare a sondelor-tampon va putea fi stabilizat întreg sistemul de alimentare.

Într-adevăr, în acest caz, o dată cu variaţia presiunii $P_p$, în sondele-tampon [2], [3] are loc o variaţie a debitului prin conductele lor de alimentare. Această variaţie de debit va trebui să fie suportată de variaţia debitului în conducta principală, eventual prin introducerea sau scoaterea unui număr de compresoare care să asigure debitul necesar. Aceasta este echivalent cu o înlocuire în expresia (7) a lui $K_p$ cu $K_{p1}$.

La unele soluţii mai recente, sondele-tampon sînt reglate în cascadă în sensul următor [7], [8]. Prescrierea regulatorului presiunii diferenţiale din conducta de alimentare a sondelor-tampon este modificată prin intermediul unui alt regulator de presiune, a cărui mărime de comandă depinde de variaţia presiunii în conducta principală faţă de cea prescrisă.

Dacă aceasta creşte, creşte mărimea prescrisă la regulatorul presiunii diferenţiale, deci şi debitul prin conducta de alimentare la sondele-tampon şi viceversa.

În felul acesta se obţin abateri statice de ordinul celor de la conducerea manuală pentru sondele reglate normal şi abateri statice mari pentru sondele-tampon (ce pot merge pînă la oprirea sondei).

Din cele expuse se poate trage concluzia generală că, atunci cînd stabilizăm sistemul conductă magistrală-conducte de alimentare cu gaze, racordate la aceeaşi conductă magistrală la acelaşi distribuitor, cu ajutorul sondelor-tampon, stabilizarea se efectuează cu o inerţie destul de mare, inerţie ce depinde de constanta de timp a conductei magistrale, care este de ordinul sutelor de secunde. În acest timp însă, sistemul poate să funcţioneze într-o stare foarte îndepărtată de condiţia optimă cu consum specific de gaze foarte mare, putîndu-se chiar opri unele sonde.

Această soluţie nu poate fi aplicată în ţara noastră. Soluţia respectivă este aplicată în unele ţări, ca U.R.S.S. şi S.U.A., care au distribuitoare la care sînt racordate un număr mare de sonde la aceeaşi conductă magistrală (60—70). În acest caz putem lăsa un număr de 2—3 sonde-tampon, la care consumul specific de gaze să fie mare, deoarece acesta este pe deplin compensat de consumul specific de gaze mic de la sondele ale căror conducte de alimentare sînt prevăzute cu sisteme de reglare a presiunii diferenţiale, unde abaterile statice ale presiunii diferenţiale sînt mici. De asemenea se aleg sonde-tampon, sonde cu mică productivitate, deci micşorarea debitului de ţiţei la aceste sonde nu influenţează producţia de ţiţei totală.

În cazul ţării noastre, unde în medie sînt racordate circa 3 sonde la aceeaşi conductă magistrală la acelaşi distribuitor, această soluţie nu poate fi aplicată, deoarece lăsînd numai o sondă-tampon, consumul specific de gaze mare la aceeaşi sondă nu poate fi compensat de reducerea consumului specific la celelalte sonde. Producţia de ţiţei se micşorează considerabil. Pe de altă parte, după cum am văzut, stabilizarea presiunii se face într-un timp îndelungat care depinde de inerţia conductei magistrale, timp în care sistemul funcţionează nefavorabil, chiar putîndu-se opri o sondă; cum la distribuitor nu mai avem operator, s-ar putea opri şi sonde care pornesc greu sau sonde de mare productivitate.

În sistemul volant [5], pentru stabilizarea sistemului de alimentare cu gaze a sondelor în erupţie artificială continuă, locul sondelor-tampon îl preia un rezervor eventual subteran de suficientă capacitate, care să poată prelua variaţiile de debit ale conductelor de alimentare, fără o variaţie sensibilă a presiunii în conducta magistrală. Cazul acesta este, din punct de vedere analitic, similar cu cazul stabilizării sistemului cu ajutorul sondelor-tampon.

Acest sistem însă nu este suficient de economic. Pe lîngă construirea unui rezervor de capacitate importantă, trebuie reproiectat şi reconstruit întreg sistemul de alimentare cu gaze, în special trebuie să se asigure acel număr de compresoare şi acel diametru de conducte care să permită debitul maxim pe care eventual îl va cere întreg sistemul de alimentare.

## 5. Sistemul autoadaptiv de reglare a presiunii diferenţiale a conductei de alimentare

Din relaţiile (7) rezultă că sistemul autoadaptiv trebuie să aibă un regulator de tipul :

$$Y_{Ri}(s) = \overline{K}_{Ri} - (\overline{T}_{Ri}\, s + 1), \qquad (9)$$

unde :

$$\overline{K}_{Ri} = \overline{a}_i, \qquad (10)$$

$$\overline{T}_{Ri} = \overline{T}_{ci},$$

în fiecare punct de funcţionare.

Aceasta înseamnă că trebuie să căutăm un asemenea sistem de reglare la care în fiecare moment, o dată cu variaţia parametrilor conductei de alimentare din cauza variaţiei presiunii în sondă, să se provoace o variaţie în acelaşi sens a parametrilor (coeficientul de reglare şi timpul derivativ) regulatorului. Un asemenea sistem este un sistem autoadaptiv autoacordabil deschis cu stabilizare după perturbaţie. Perturbaţia reprezentată de variaţia presiunii în sondă, care acţionează asupra obiectului de reglat parţial (conducta de alimentare) şi îi modifică parametrii, acţionează în acelaşi timp şi asupra regulatorului, modificîndu-i parametrii în acelaşi sens.

Faptul că un sistem autoadaptiv permite să se regleze debitul de gaze prin conducta de alimentare, fără a afecta stabilitatea sistemului, se poate explica fizic în felul următor : transmiterea variaţiei presiunii din sondă se face după o lege determinată de parametrii conductei de alimentare şi ai spaţiului inelar de gaze din sondă. După aceeaşi lege variază şi comanda dată ventilului de reglare, astfel încît la cel mai mic dezechilibru, debitul de gaze din conductele de alimentare va fi adus la valoarea obţinută mai înainte. Din acest motiv, la variaţia într-un sens a lui $P_c$ de la valoarea medie, comanda ventilului va fi astfel încît, în fiecare moment de timp, variaţia de la valoarea medie a lui $P_d$ să fie de sens contrar şi sistemul nu se destabilizează. Utilizînd sisteme convenţionale de reglare, variaţia secţiunii ventilului nu se făcea după aceeaşi lege cu variaţia debitului de gaze, impusă de variaţia presiunii în sondă. De aceea, în timpul procesului tranzitoriu, debitul de gaze prin conducta de alimentare nu era constant în fiecare moment, din care cauză se producea o variaţie a presiunii în conducta magistrală, care destabiliza sistemul.

În cazul folosirii de sisteme autoadaptive :

$$p_{pst} = 0,$$

$$p_{dst} = -\,p_{cst}.$$

Deci :

$$q_{st} = \frac{Q_0 = \Delta Q_{st} - Q_0}{Q_0} = \frac{\sqrt{(P_{d0} + \Delta P_{dst})(P_{c0} + \Delta P_{cst})}}{\sqrt{P_{d0} P_{c0}}} -$$

$$- \frac{\sqrt{P_{d0} P_{c0}}}{\sqrt{P_{d0} P_{c0}}} \approx 1 + p_{dst} + p_{cst}\, p_{dst} + p_{cst} - 1.$$

Dacă $p_{dst}\, p_{cst} \ll p_{dst} \ll p_{cst}$, atunci :

$$q_{st} \approx 0. \qquad (14)$$

Dacă variaţia presiunii în sondă este mare (de exemplu mai mare de 10%), atunci pentru a face ca abaterea staţionară a debitului să fie nulă trebuie să se introducă un asemenea dispozitiv de prescriere care să prescrie o presiune diferenţială astfel încît produsul $P_d P_c$ să fie tot timpul constant. Adică este necesar să fie îndeplinită condiţia :

$$P_d P_c = P_{d0} P_{c0} = \text{ct.},$$

deci :

$$\frac{(P_{d0} + \Delta P_{dst})(P_{c0} + \Delta P_{cst})}{P_{d0} P_{c0}} = 1$$

sau :

$$1 + p_{dst} + p_{cst} + p_{dst}\, p_{cst} = 1.$$

Cum $p_{dst} = -\,p_{cst}$, urmează că :

$$p_{dst}\, p_{cst} = 0.$$

Aşa cum se arată în lucrarea [10], pentru ca sistemul de reglare să nu fie oscilant, trebuie să avem o valoare mai mică a lui $K_{Ri}$ şi $T_{Ri}$ faţă de $a_i$ şi $T_{ci}$ .

Din relaţia (7) urmează că, pentru ca sistemul de alimentare să fie stabil, trebuie ca $1 - |\overline{T}_{ci}\, s| \approx 0$, adică stabilitatea cea mai bună este asigurată în jurul frecvenţelor de frîngere corespunzătoare constantei de timp $\overline{T}_{ci}$, adică tocmai frecvenţei corespunzătoare inerţiei medii cu care se transmite pe conducta de alimentare variaţia presiunii consumatorului. Dacă frecvenţa este mai mică decît $\frac{1}{T_c}$, atunci variaţia presiunii consumatorului nu mai este resimţită de conducta principală care are o inerţie mult mai mare, iar dacă ea este mai mare, această variaţie este atenuată de inerţia conductei de alimentare.

## 6. Extinderea utilizării sistemelor autoadaptive în cazul transportului de gaze naturale pe conducte pentru alimentarea unor consumatori industriali

În cazul transportului de gaze naturale pe conducte avem de-a face cu o conductă magistrală în care se colectează gazele prin conductele colectoare din schela de extracţie a gazelor. Din conducta magistrală se ramifică o serie de conducte regionale care alimentează regiuni industriale sau oraşe. Din acestea se ramifică conductele locale care alimentează consumatorii. Staţiile de compresoare sînt montate de obicei la intersecţia conductelor colectoare cu conducta magistrală. În soluţiile mai recente se preconizează ca staţiile de compresoare să fie răspîndite şi la alte puncte de ramificaţie ale conductelor regionale, numărul şi repartiţia

staţiilor de compresoare rezultînd în urma unui calcul tehnico-economic [12], [14].

Conductele locale se ramifică din conductele regionale tot din distribuitoare (deci din acelaşi punct).

De obicei este necesară menţinerea constantă a presiunii statice a consumatorilor, fie ei industriali sau casnici. De aceea conductele de alimentare sînt prevăzute cu sisteme de reglare a presiunii statice.

Debitul de gaze este de obicei cerut de consumator.

De multe ori în timp ce unii consumatori cer un debit mai mare, alţi consumatori racordaţi la acelaşi distribuitor cer un debit mai mic, aşa că suma debitului pe un distribuitor rămîne constantă. Dacă acest lucru nu se efectuează, atunci presiunea în conducta regională scade sau creşte. De aceea dispecerii regionali ce supraveghează distribuitoarele trebuie să comunice dispecerului central să pornească sau să oprească un număr de compresoare, să pornească sau să oprească anumite sonde de extracţie a gazelor. Acest lucru se efectuează în prezent prin calculatoare speciale (dispeceri automaţi), care urmează să calculeze suma debitelor pe conductele locale în fiecare moment, să redistribuie după necesităţi debitul pe conductele locale sau să anunţe dispecerul central de creşterea sau scăderea debitului total de gaze cerut de consumatori [13]. Se folosesc de asemenea modele care să permită o distribuţie mai raţională a debitelor pe toate conductele şi să indice cîte compresoare şi cînd trebuie oprite sau pornite [4], [16].

În cele ce urmează vom încerca o evaluare cantitativă a problemei transportului de gaze pe conducte pentru alimentarea consumatorilor industriali, în care relaţiile cantitative sînt o extindere logică a relaţiilor găsite pe cale experimentală. Ele trebuie privite numai sub formă de ipoteză, rămînînd deschisă problema verificării experimentale a celor relatate.

Deoarece este necesar să reglăm presiunea statică, în elementul conductă locală-consumator, privit de la distribuitor ca element cu parametrii localizaţi, presiunea statică (a consumatorului) reprezintă mărimea de ieşire, care este influenţată de presiunea diferenţială de pe conductă, ce reprezintă mărimea de intrare.

De aceea relaţia dinamică dintre presiunea diferenţială de pe conducta locală şi presiunea statică a consumatorului va fi :

$$\mathcal{F}(p_c^{(n)}, p_c^{n-1}), \ldots, p_c) = p_d = p_p + K_0 f - p_c, \quad (15)$$

unde toate notaţiile au semnificaţiile de la paragrafele precedente, conducta principală fiind acum conducta regională.

Şi acest element conductă locală-consumator este un element neliniar, constantele de amplificare şi de timp avînd o variaţie asemănătoare, ca cele arătate în figura 2. Într-adevăr, dacă presiunea consumatorului are o valoare apropiată de cea în conducta principală regională, o aceeaşi variaţie relativă a uneia din ele va avea o influenţă mai mare asupra presiunii diferenţiale, deci şi asupra celei statice, decît dacă presiunea consumatorului ar avea o valoare mai depărtată de presiunea în conducta principală. În acelaşi timp, constantele de timp ale elementului conductă locală-consumator se măresc o dată cu micşorarea diferenţei dintre presiunea în conducta principală şi presiunea consumatorului, deoarece energia cinetică a gazelor se micşorează şi o aceeaşi variaţie relativă a presiunii diferenţiale produce o variaţie a presiunii statice într-un timp mai îndelungat decît în cazul cînd diferenţa dintre presiunea în conducta principală şi cea a consumatorului este mai mare.

În cele ce urmează vom trata problema în jurul unui punct de funcţionare, de aceea vom liniariza sistemul în jurul acestui punct.

Deci relaţia (15) devine :

$$\mathcal{F}(m_{pc}^{(n)} \ldots m_{pc}) = m_{pp} + m_{k0} m_f - m_{pc}. \quad (16)$$

De data aceasta, variaţia secţiunii ventilului este determinată de variaţia presiunii consumatorului. De aceea putem scrie o relaţie similară cu (5) (numai pentru valorile medii) în care neglijăm pe $c_1$ :

$$m_{k0} m_f = Y_R(s)\, m_{pc}(s). \quad (17)$$

Deci dacă vom scrie în operaţional relaţia (16), ţinînd seamă de (17) :

$$\mathcal{F}(s)\, m_{pc}(s) + Y_R(s)\, m_{pc}(s) + m_{pc}(s) = m_{pp}(s). \quad (18)$$

De unde :

$$m_{pc}(s) = \frac{m_{pp}(s)}{\mathcal{F}(s) + Y_R(s) + 1}. \quad (19)$$

Înlocuind relaţia (19) în primul sistem (6), se obţine :

$$2\left(\tau s + k_p - \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n} \frac{g_i}{\mathcal{F}_i(s) + Y_{Ri}(s) + 1}\right) m_{pp} = \sum_{i=1}^{n} g_i m_{pdi}.$$

Pentru ca sistemul să nu-şi piardă stabilitatea la apariţia unei perturbaţii reprezentate de presiunea diferenţială pe conductele locale trebuie ca :

$$k_p - \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n} \frac{g_i}{\mathcal{F}_i(s) + Y_{Ri}(s) + 1} = \text{ct.}$$

sau :

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{g_i}{\mathcal{F}_i(s) + Y_{Ri}(s) + 1} = \text{ct.} \quad (20)$$

Se observă că relaţia care trebuie menţinută constantă de către un dispecer automat este mai complicată decît numai menţinerea sumei debitelor constantă $\left(\text{echivalentă cu } \sum_{i=1}^{n} g_i = \text{ct.}\right)$, aşa cum se efectuează în prezent.

Dacă însă sistemul de reglare este autoadaptiv, astfel că $Y_{Ri}(s) = -\mathfrak{F}_i(s)$ pentru fiecare punct de funcţionare, relaţia (20) devine :

$$\sum_{i=1}^{n} g_i = \text{ct.} \qquad (21)$$

În cazul alimentării unor consumatori casnici, unde presiunea consumatorului este mult mai mică decît aceea a conductei regionale, constantele de amplificare şi de timp ale elementului conductă locală-consumator sînt foarte mici, ele nu depind practic de punctul de funcţionare şi pot fi considerate aceleaşi pentru toţi consumatorii. De asemenea se pot considera parametrii regulatoarelor convenţionale aceiaşi pentru toate sistemele de reglare şi atunci prin aproximaţie dispecerul automat poate menţine relaţia (21).

## 7. Concluzii

1. În cazul reglării sistemului de alimentare cu gaze, prin metodele cunoscute pînă în prezent, inclusiv utilizarea de sisteme automate convenţionale, la apariţia unor perturbaţii din partea presiunii consumatorului, acestea se stabilizează numai în condiţii de funcţionare diferite de cele optime, şi anume la consumuri de energie şi fluide diferite de cele minime.

2. Prin utilizarea de sisteme autoadaptive ale presiunii diferenţiale, sistemul se poate stabiliza în condiţii optime de funcţionare.

3. Posibilitatea construcţiei de regulatoare autoadaptive este destul de largă avînd în vedere că precizia lor nu trebuie să fie prea mare.

4. Sistemele autoadaptive se pot aplica cu succes şi în cazul alimentării cu gaze a consumatorilor industriali, în acest caz simplificînd condiţia pe care trebuie să o îndeplinească dispecerii automaţi.

### BIBLIOGRAFIE


[1] Avramescu, I. *Folosirea raţională a maşinilor de control centralizat.* În : Petrol şi gaze, nr. 2, 1965, p. 128.

[2] Geer, R. Z., Meyers, D. C. *A system of continuous gas-lift with automatic gathering of oil.* În : Petroleum engineering, mai 1960, p. 82.

[3] *A new system of gathering of the production. The impuls gas-lift.* În : Petroleum engineering, mai 1960, p. 128.

[4] De Brem, F. R. *Études analogiques de réseaux de gaz.* În : La technique moderne, april 1965, p. 31.

[5] Jackson, M. M. *„Volant" system of gas-lift.* În : Petroleum engineering, nr. 6, 1955, p. 182.

[6] Scot, J. O. *Control of pipe-line pressure with valve regulator.* În : World oil v. 1, f. IV, 1958, p. 363.

[7] Nadjafov, E. M. *Issledovanie kompressornoi skvajinî kak obekta avtomaticeskogo regulirovania.* Din : Sbornik rabot po avtomatike i telemehanike. Moscova, 1963.

[8] Abdulaev, A. A., Nadjafov, E. M. *Avtomaticeskoe regulirovania v kompressornoi neftedobîce.* Baku, Aznefeteizdat, 1956.

[9] Abdulaev, A. A. ş.a. *Avtomatizaţia maghistralnîh gazoprovodov za rubiacinoi.* Moscova, Gostoptehizdat, 1962.

[10] Nestorescu, D. N. *Studiul unui sistem electric autoadaptiv pentru automatizarea alimentării cu gaze a sondelor în erupţie artificială continuă (cu extindere la stabilizarea în condiţii optime a transportului de fluide compresibile pe conducte ramificabile).* Teză de doctorat, Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej", 1966.

[11] Wiener, N. *Nonlinear methods in random theory.* Princetown, University press, 1959.

[12] Woodruff, N. *Computer regulates gas-flow.* În : O.G.J., nr. 18, 1964, p. 90.

[13] Giles, G. L., Foster, J. R., Justus, C. K. *Computer evaluates gas-gathering system.* În : O.G.J., nr. 12, 1965, p. 93.

[14] Walters, B. W. *Computers in compressor design operation and maintenance.* În : O.G.J., nr. 13, 1965, p. 96.

[15] Ioachim, Gr. *Extracţia petrolului şi gazelor.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[16] Wilkinson, J. F., Holliday, D. V., Batey, E. F. *Transient gas-flow in pipe-lines.* În : O.G.J., nr. 2, 1965, p. 94.

Ing. MIOARA CĂLUŞIŢĂ

# Reguli de trasare a locului rădăcinilor pentru sistemul cu timp mort

În această lucrare se prezintă locul rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a sistemelor cu timp mort atunci cînd amplificarea circuitului deschis variază. Se consideră funcţia de transfer a circuitului deschis de forma unui produs între o funcţie raţională de $s$ şi $e^{-sT}$. Se extinde metoda lui Evans de construire a locului rădăcinilor pentru acest caz [1], [2], [3]. Se indică modul de folosire al spirulului la construirea locului rădăcinilor pentru sistemele cu timp mort [3]. Folosind locul rădăcinilor trasat prin metodele indicate, se studiază cazul reglării obiectului cu timp mort şi o constantă de timp de întîrziere cu regulator P, PI, PD şi PID.

## 1. Relaţii fundamentale

1.1. *Ca în [1]—[10], [12]—[14] se consideră sistemele* cu reacţie avînd funcţia de transfer a circuitului deschis de forma:

$$G_d(s) = Ke^{-s\tau}\, G(s). \tag{1}$$

În ecuaţia (1), $K$ este amplificarea circuitului deschis (factorul de amplificare), $T$ este timpul mort echivalent al sistemului, iar $G(s)$ este o funcţie raţională de $s$ avînd zerourile $-z_i$, unde $i = 1, 2, \ldots Z$, polii $-p_j$, unde $j = 1, 2 \ldots P$ şi $P \geqslant Z$:

$$G(s) = \frac{\prod_{i=1}^{Z}(s+z_i)}{\prod_{j=1}^{P}(s+p_j)}. \tag{2}$$

Coeficientul de amplificare al circuitului deschis se calculează cu formula [2]:

$$H_q = K\frac{\prod_{i=1}^{Z}{}' z_i}{\prod_{j=1}^{P}{}' p}, \tag{3}$$

în care prin accentul ' s-a înţeles că produsele se efectuează numai asupra polilor şi zerourilor nenule.

1.2. *Locul rădăcinilor sistemului* cu timp mort este locul descris de soluţiile ecuaţiei sale caracteristice:

$$1 + Ke^{-sT}\, G(s) = 0, \tag{4}$$

atunci cînd amplificarea circuitului deschis variază de la 0 la $+\infty$, [1]—[8].

Curbele reprezentînd locurile rădăcinilor se trasează în planul complex $s$ în care se notează cu $x$ partea reală şi cu $y$ partea imaginară a lui $s$.

Ţinînd seamă de relaţia (2), ecuaţia (4) poate fi scrisă şi:

$$e^{-sT}\frac{\prod_{i=1}^{Z}(s+z_i)}{\prod_{j=1}^{P}(s+p_j)} = -\frac{1}{K}. \tag{5}$$

Ecuaţia (5), exprimată în numere complexe, reprezintă două relaţii:

relaţia de fază:

$$\sum_{i=1}^{Z}\angle(s+z_i) - \sum_{j=1}^{P}\angle(s+p_j) - yT = (2n+1)\pi, \tag{6}$$

unde $n$ este un număr întreg, serveşte la definirea locului rădăcinilor;

relaţia de amplitudine:

$$K = e^{xT}\frac{\prod_{j=1}^{P}|s+p_j|}{\prod_{i=1}^{Z}|s+z_i|} \tag{7}$$

serveşte la etalonarea locului rădăcinilor.

1.3. *Punctele de pornire* a locurilor rădăcinilor corespund la $K = 0$.

Pentru studierea locurilor rădăcinilor în aceste puncte se înlocuieşte $K = 0$ în relaţiile (7) şi (6).

Din ecuaţia (7) se obţin valorile:

$$s = -p_j, \text{ unde } j = 1, 2 \ldots P, \tag{8}$$

adică polii funcţiei $G(s)$ şi punctele:

$$x = -\infty, \tag{9}$$

adică punctele în care se anulează exponenţiala din ecuaţia (7). Prin analogie cu polii lui $G(s)$, aceste puncte se numesc poli asimptotici ai lui $e^{-sT}G(s)$. Scriind ecuaţia (6) în polul finit $-p_k$ şi ţinînd seamă că $\lim_{s \to p_k}\angle(s+p_k) = \alpha_{pk}$, unde cu $\alpha_{pk}$ s-a notat unghiul pe care îl face tangenta la curbă în punctul $s = -p_k$ cu axa absciselor, se obţine:

$$-\alpha_{pk} + \sum_{i=1}^{Z}\angle(-p_k+z_i) - \sum_{\substack{m=1\\ m\neq k}}^{P}\angle(-p_k+p_m) - yT = (2n+1)\pi. \tag{10}$$

Scriind ecuaţia (6) pentru polii asimptotici, se obţin tangentele la curbă în aceste puncte, adică asimptotele la locurile rădăcinilor. Considerînd un punct în stînga planului complex astfel încît $y$ rămînînd finit $x \to -\infty$, vectorii duşi din polii sau zerourile finite în punctul considerat fac cu axa absciselor unghiuri care tind la 180°, adică $\pi$ radiani. Ecuaţia (6) devine :

$$\pi Z - \pi P - yT = (2n_1 + 1)\ \pi, \qquad (11)$$

unde $n_1$ este un număr întreg. Înlocuind :

$$n_1 = -n + Z - P - 1 \qquad (12)$$

şi calculînd pe $y$ din ecuaţia (11), se obţine :

$$y = \frac{P - Z + 2n + 1}{T}\pi. \qquad (13)$$

Ecuaţia (13) reprezintă o familie de drepte paralele cu axa absciselor asimptote la locul rădăcinilor în polii asimptotici.

1.4. *Punctele de sosire* a locurilor rădăcinilor corespund la $K = \infty$.

Din ecuaţia (7) de etalonare a locului rădăcinilor, făcînd $K = \infty$, se obţin pentru $s$ valorile :

$$s = -z_h, \text{ unde } h = 1, 2, \ldots Z, \qquad (14)$$

adică zerourile funcţiei $G(s)$ şi :

$$x = \infty, \qquad (15)$$

adică valorile care fac infinită exponenţiala din formula (7) şi care se definesc ca zerourile asimptotice ale lui $G(s)\, e^{-sT}$.

Din condiţia de fază (6) scrisă în punctul $s = -z_h$ se obţine $\alpha_{zh}$, unghiul pe care îl face tangenta la curbă în punctul de sosire $s = -z_h$ cu axa absciselor :

$$\alpha_{zh} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq h}}^{Z} \angle -z_h + z_i - \sum_{m=1}^{P} \angle -z_h + p_m - yT = (2n + 1)\ \pi. \qquad (16)$$

Scriind relaţia (6) pentru $x \to \infty$, se obţin tangentele la curbă în zerourile asimptotice. Pentru aceasta se consideră un punct în dreapta planului complex, astfel încît $y$ rămînînd finit $x \to \infty$. În acest caz, vectorii duşi din polii sau zerourile finite în punctul considerat fac cu axa absciselor unghiuri care tind spre zero. Relaţia (6) devine :

$$-Ty = (2n_2 + 1)\ \pi. \qquad (17)$$

Înlocuind :

$$n_2 = -(n + 1), \qquad (18)$$

din ecuaţia (17), se obţine :

$$y = \frac{(2n + 1)}{T}\pi, \qquad (19)$$

care reprezintă şi ordonata zerourilor asimptotice.

1.5. *Ramurile locului rădăcinilor* se definesc astfel încît, dacă pentru o valoare particulară a lui $K$ se reprezintă grafic rădăcinile ecuaţiei caracteristice, atunci pe fiecare ramură corespunde cîte o rădăcină. Locul rădăcinilor fiind o funcţie continuă de $K$, atunci cînd $K$ variază fiecare rădăcină a ecuaţiei caracteristice descrie cîte o ramură a locului rădăcinilor.

Se numesc ramuri fundamentale ale locului rădăcinilor acele ramuri care au, la una dintre extremităţi, poli sau zerouri ale lui $G(s)$ sau punctul $x = -\infty$, $y = 0$.

Se numesc ramuri armonice ale locului rădăcinilor acele ramuri care pornesc dintr-un pol asimptotic şi sfîrşesc într-un zero asimptotic.

O ramură armonică se consideră depărtată de origine atunci cînd toţi polii şi zerourile lui $G(s)$ sînt situaţi mai aproape de origine decît asimptotele respectivei ramuri armonice. $-\alpha_h \pm j\beta_h$ fiind zerourile complexe şi $-\gamma_m \pm \pm j\delta_m$ polii complecşi ai lui $G(s)$, dacă se notează :

$$\omega_m = max\ (\beta_h,\ \delta_m),$$

atunci relaţia :

$$\omega_m \leqslant \frac{\pi}{T} \qquad (20)$$

poate fi interpretată ca o condiţie de neîncălcare a ramurilor fundamentale cu cele armonice şi poate fi considerată ca analogă teoremei lui Shannon de neîncălcare a spectrelor de frecvenţă la sistemele cu date eşantionate. În adevăr, notînd $T = \frac{2\pi}{\omega}$, relaţia (20) devine [2] :

$$\omega_m \leqslant \frac{\omega}{2}. \qquad (21)$$

## 2. Reguli generale de trasare a locului rădăcinilor

2.1. *Locul rădăcinilor este simetric* faţă de axa reală.

Această proprietate se demonstrează cu ajutorul relaţiei (6). Atît zerourile $-z_i$ cît şi polii $-p_j$ ai funcţiei de transfer în circuit deschis fiind rădăcinile unor ecuaţii cu coeficienţi reali, sînt numere reale sau perechi de numere complex conjugate. Ţinînd seamă de această proprietate, se vede că dacă relaţia (6) este satisfăcută pentru o valoare a lui $s$, ea este satisfăcută şi pentru valoarea complex conjugată, deoarece suma unghiurilor din membrul stîng rămîne aceeaşi, dar îşi schimbă semnul.

2.2. *Locul rădăcinilor porneşte* din polii lui $G(s)$ şi din polii asimptotici ai lui $G(s)\, e^{-sT}$.

$G(s)\,e^{-sT}$ are o infinitate de poli asimptotici, situaţi la :

$$x = -\infty, \tag{9}$$

$$y = \frac{P - Z + 2n + 1}{T}\pi, \tag{13}$$

în care $P$, $Z$ şi $n$ au semnificaţia arătată mai sus.

2.3. *Locul rădăcinilor soseşte* în zerourile lui $G(s)$ şi în zerourile asimptotice ale lui $G(s)\,e^{-sT}$. $G(s)\,e^{-sT}$ are o infinitate de zerouri asimptotice situate la :

$$x = \infty, \tag{15}$$

$$y = \frac{(2n + 1)}{T}\pi. \tag{19}$$

2.4. *Locul rădăcinilor are* un număr infinit de ramuri.

Această proprietate decurge din faptul că ecuaţia caracteristică (4), fiind transcendentă, are un număr infinit de rădăcini.

2.5. *Asimptotele locului rădăcinilor sînt* drepte de pantă nulă.

2.6. *Locul rădăcinilor* are două familii infinite de asimptote definite de ecuaţiile (13) şi (19). Ecuaţia (13) reprezintă familia de asimptote tangente la locul rădăcinilor în polii asimptotici, iar ecuaţia (19) reprezintă familia de asimptote tangente la locul rădăcinilor în zerourile asimptotice.

Proprietăţile enumerate la paragrafele 2.2—2.6 rezultă direct din cele arătate la paragrafele 1.3—1.5.

2.7. *Distanţa dintre două asimptote duse* la o ramură armonică depărtată de origine este de :

$$y_2 - y_1 = \frac{P - Z}{T}\pi. \tag{22}$$

Locul rădăcinilor este o funcţie continuă de $K$. Relaţia (6) de definiţie a locului rădăcinilor este de forma :

$$-yT + \underline{/G(s)} = (2n + 1)\pi. \tag{23}$$

$G(s)$ avînd polii şi zerourile în afara ramurii armonice considerate, $\underline{/G(s)}$ variază continuu şi pentru o aceeaşi ramură, $yT$ şi $\underline{/G(s)}$ variază în aşa fel încît suma lor să rămînă constantă.

Aşa cum s-a arătat în cazul polului asimptotic, ecuaţia (23), corespunzînd ecuaţiei (11), este :

$$-y_1T + (Z - P)\pi = (2n + 1)\pi, \tag{24}$$

iar în cazul zeroului corespunde ecuaţiei (17) :

$$-y_2T = (2n + 1)\pi. \tag{25}$$

Întrucît în cadrul aceleiaşi ramuri membrul drept nu variază în salturi, $n$ este constant şi din ecuaţiile (24) şi (25) se obţine :

$$(y_2 - y_1)\,T = (P - Z)\pi, \tag{26}$$

care este tocmai relaţia (22).

2.8. *În punctele de ordonată* :

$$y = \frac{2q}{T}\pi, \tag{27}$$

locul rădăcinilor sistemului cu timp mort intersectează locul rădăcinilor pe care l-ar avea acelaşi sistem dacă nu ar avea timp mort. Cu $q$ s-a notat un număr întreg.

Înlocuind în ecuaţia de definiţie a locului rădăcinilor sistemului cu timp mort, scrisă sub forma ecuaţiei (23), pe $y$ din ecuaţia (27), se obţine :

$$-2q\pi + \underline{/G(s)} = (2n + 1)\pi. \tag{28}$$

$n$ şi $q$ fiind două numere întregi,

$$m = q + n \tag{29}$$

este un număr întreg. Ţinînd seamă de relaţia (29), ecuaţia (28) devine :

$$\underline{/G(s)} = (2m + 1)\pi, \tag{30}$$

care reprezintă locul rădăcinilor sistemului cu reacţie fără timp mort, adică avînd funcţia de transfer în circuit deschis $G(s)$, ceea ce trebuia demonstrat.

2.9. *Un punct de pe axa reală* face parte din locul rădăcinilor dacă şi numai dacă numărul total al polilor şi zerourilor lui $G(s)$, care se găsesc pe axa reală în dreapta lui, este impar (ca la sistemele fără timp mort).

Această propoziţie este un corolar la propoziţia 2.8. În adevăr, punctele de pe axa reală satisfac ecuaţia (27), deci locul rădăcinilor sistemului cu timp mort de pe axa reală coincide cu locul rădăcinilor sistemului dacă acesta nu ar avea timp mort, adică este definit prin propoziţia 2.9.

2.10. *Unghiul* $\alpha_{pk}$ *de plecare* a locului rădăcinilor sistemului cu timp mort din polul $-p_k$ al lui $G(s)$ şi unghiul $\alpha_{zh}$ de sosire în zeroul $-z_h$ al lui $G(s)$ se calculează cu formulele (10) şi (16) demonstrate la paragrafele 1.3 şi 1.4.

2.11. *Punctele de ramificaţie* sînt puncte în care ecuaţia caracteristică prezintă rădăcini multiple. Punctele de ramificaţie sînt pe axa reală sau simetrice faţă de axa reală. Abscisa $-\sigma$, la care două ramuri părăsesc axa reală, este dată de relaţia :

$$\Sigma_1 \frac{1}{z_i - \sigma} - \Sigma_2 \frac{1}{p_k - \sigma} + \Sigma_3 \frac{2(\alpha_h - \sigma)}{(\alpha_h - \sigma)^2 + \beta_h^2} -$$

$$- \Sigma_4 \frac{2(\gamma_m - \sigma)}{(\gamma_m - \sigma)^2 + \delta_m^2} - T = 0, \tag{31}$$

unde $\Sigma_1$ se efectuează asupra zerourilor reale $-z_i$, $\Sigma_2$ asupra polilor reali $-p_k$, $\Sigma_3$ asupra perechilor de zerouri complex conjugate $-\alpha_h \pm j\beta_h$, iar $\Sigma_4$ asupra perechilor de poli complex conjugaţi $-\gamma_m \pm j\beta_m$ ai lui $G(s)$.

Punctele de ramificaţie a locului rădăcinilor se găsesc pe axa reală sau simetric faţă de această axă, ca o consecinţă a proprietăţii 2.1.

Formula (31) se demonstrează la fel ca şi formula de determinare a punctelor de ramificaţie a locului rădăcinilor pentru sistemele fără punct mort. Deoarece relaţia (6) de definiţie a locului rădăcinilor este satisfăcută atît pentru punctul $M_0$ $(-\sigma, 0)$ în care locul rădăcinilor părăseşte axa reală, cît şi pentru un punct vecin de pe locul rădăcinilor $M_1$ de ordonată $\varepsilon$, urmează că, atunci cînd punctul de pe locul rădăcinilor variază din $M_0$ în $M_1$, variaţia unghiurilor din primul membru al relaţiei (6) este nulă.

La fel ca şi în cazul sistemelor fără timp mort, abscisa $\sigma$ a punctului de ramificaţie poate fi determinată şi în alt mod. Se observă că $\sigma$ este o rădăcină multiplă a ecuaţiei caracteristice, deci este şi o rădăcină a ecuaţiei obţinute prin derivarea ecuaţiei caracteristice. Ecuaţia obţinută prin derivare nu mai este transcendentă ca ecuaţia caracteristică [3].

2.12. *Valoarea amplificării corespunzînd* unui punct de pe locul rădăcinilor se determină ducînd vectorii din poli şi zerouri pînă la punctul considerat şi calculînd :

$$K = \frac{\prod_{k=1}^{P} V_k}{\prod_{i=1}^{Z} U_i} e^{xT}, \qquad (32)$$

unde s-a notat $V_k$ modulul vectorului dus din polul $-p_k$ în punctul considerat şi $U_i$ modulul vectorului dus din zeroul $-z_i$ în punctul considerat. Formula (32) se deduce direct din relaţia (7). În particular, în punctele de intersecţie a locului rădăcinilor cu axa imaginară $e^{xT} = 1$ şi formula coeficientului de amplificare ia aceeaşi formă ca aceea de la sistemul cu reacţie fără timp mort.

2.13. *Fiind dată configuraţia polilor* şi zerourilor în planul complex, la translatarea axelor de coordonate :

$$x' = x - x_0$$
$$y' = y \qquad (33)$$

faţă de configuraţia polilor şi zerourilor, valorile lui $K$ corespunzînd diverselor puncte de pe curbă se înmulţesc cu $e^{-x_0T}$.

Această propoziţie se demonstrează observînd că, dacă este dat punctul $P_1$ de vector de poziţia $s_1$ fix pe curbă, deci fix în raport cu configuraţia polilor şi zerourilor lui $G(s)$, atunci vectorul $G(s_1)$ este invariant faţă de translaţia (33).

În baza relaţiei (32) se calculează noua amplificare :

$$K' = e^{x'T} \frac{1}{|G(s)|}. \qquad (34)$$

Înlocuind pe $x'$ din ecuaţia (33) şi ţinînd seamă de invarianţa lui $G(s)$, se obţine :

$$K' = K e^{-x_0T}, \qquad (35)$$

ceea ce era de demonstrat.

2.14. *Pentru etalonarea ramurilor* armonice foarte depărtate de origine se poate folosi formula aproximativă :

$$K = e^{xT} |s|^{P-Z}. \qquad (36)$$

Formula (36) este dedusă direct din formula (7), presupunînd că $s$ este suficient de mare (punctul considerat este suficient de depărtat de origine), aşa încît faţă de $s$ valorile lui $p_j$ şi $z_i$ să poată fi neglijate [3].

### 3. Metode grafice de construire a locului rădăcinilor sistemelor cu timp mort

Locurile rădăcinilor pentru sistemele cu timp mort reprezentînd ecuaţii transcendente sînt mai greu de evaluat prin calcul, au puncte de ramificaţie mai multe şi pot prezenta cazuri de construcţii mai variate decît locurile rădăcinilor pentru sistemele corespunzătoare fără timp mort. Din aceste cauze, modelele grafice de construire utilizînd liniile de fază constantă [4] sau spirulul [3] au o importanţă mai mare decît la sistemele fără timp mort.

Pentru a asigura un grad mai mare de generalitate diagramelor, precum şi pentru sistematizarea reprezentării grafice se introduc notaţiile :

$$xT = \alpha, \qquad (37)$$

$$-yT = \beta. \qquad (38)$$

De asemenea se notează cu $\beta°$, valoarea unghiului $\beta$ exprimată în grade sexagesimale.

Pentru trasarea locurilor rădăcinilor pe axele $OX$ şi $OY$ se trec şi valorile corespunzătoare pentru $\alpha$ şi $\beta°$. Metoda folosirii liniilor de fază constantă fiind cunoscută, se expune numai folosirea spirulului.

Pentru însumarea unghiurilor se procedează la fel ca la sistemele fără timp mort şi la valoarea găsită se adaugă $\beta°$ corespunzătoare ordonatei punctului în care se face însumarea.

Pentru calculul lui $K$, spirulul conţine o spirală logaritmică. Se calculează raportul celor două produse de vectori din ecuaţia (32) la fel ca la sistemele fără timp mort [11]. Se suprapune mărimea cu care se doreşte să se opereze peste raza de aceeaşi mărime a spiralei logaritmice şi se citeşte unghiul corespunzător ei. Acest unghi este proporţional cu logaritmul segmentului. Înmulţirea şi împărţirea segmentelor se reduc la aflarea unghiurilor corespunzătoare, la însumarea, respectiv scăderea acestora şi la aflarea apoi a segmentului corespunzător unghiului astfel obţinut. Valoarea găsită se înmulţeşte cu $e^{\alpha}$. $\alpha$ corespunzător punctului în care se calculează $K$ poate fi citit pe axa absciselor,

iar $e^{\alpha}$ poate fi calculat cu ajutorul tabelelor sau folosind tot spirulul. În acest scop se trasează pe grafic un segment de mărime egală cu numărul e şi se citeşte pe spirul unghiul corespunzător. Acesta se înmulţeşte cu $\alpha$ [3]. Trebuie ţinut seamă şi de factorii de scară [11].

### 4. Compensarea sistemelor de reglare cu timp mort utilizînd locul rădăcinilor

Se consideră că obiectul de reglat are funcţia de transfer * :

$$G_2(s) = K_2 \frac{1}{s + \frac{1}{T_p}} e^{-sT}, \qquad (39)$$

iar regulatorul, funcţia de transfer $G_1(s)$. Expresia lui $G_1(s)$ determină felul comenzii regulatorului. Mai jos se vor considera cazurile reglării cu comandă P, PI, PD şi PID.

4.1. *Reglarea proporţională (P)*

Funcţia de transfer a regulatorului P are expresia :

$$G_1(s) = \frac{100}{B_p} = K_1. \qquad (40)$$

S-a notat cu $B_p$ banda de proporţionalitate exprimată în procente [12] şi cu $K_1$ amplificarea regulatorului.

Funcţia de transfer a circuitului de reglare deschis este de forma :

$$G(s) = G_1(s)\, G_2(s) = K \frac{1}{s + \frac{1}{T_p}} e^{-sT}. \qquad (41)$$

Circuitul deschis are coeficientul de amplificare de poziţie $H_0 = KT_p$ şi eroarea staţionară la semnal de intrare treaptă unitară de $\frac{1}{1 + H_0}$.

Acordarea regulatorului constă în alegerea adecvată a lui $K$. Aceasta se poate face folosind diagrama standard a locului rădăcinilor avînd $\alpha$ în abscisă şi $\beta°$ în ordonată, din figura 1 [3]. Pe această diagramă se translatează originea la dreapta cu $\frac{T}{T_p}$, iar coeficientul de amplificare $H_0$ se calculează înmulţind amplificarea standard cu $\frac{T_p}{T} e^{-\frac{T_p}{T}}$. În figura 2 cu linie întreruptă s-a trasat ramura fundamentală a locului rădăcinilor pentru $\frac{T}{T_p} = 2$. Pe curbă s-au indicat valorile corespunzătoare pentru $\frac{KT}{T_p}$ ( amplificarea standard înmulţită cu $e^{-\frac{T}{T_p}}$ ).

* În cazul în care sistemul este caracterizat prin coeficientul de amplificare critică şi perioada oscilaţiilor critice, $T$ şi $T_p$ pot fi determinaţi folosind diagrama standard din figura 1 [1], [3].

Pentru acord se recomandă să se aleagă $K \frac{T}{T_p} = 0{,}3 \ldots 0{,}7$ [13]. Pentru acordarea regulatoarelor proporţionale se pot utiliza şi

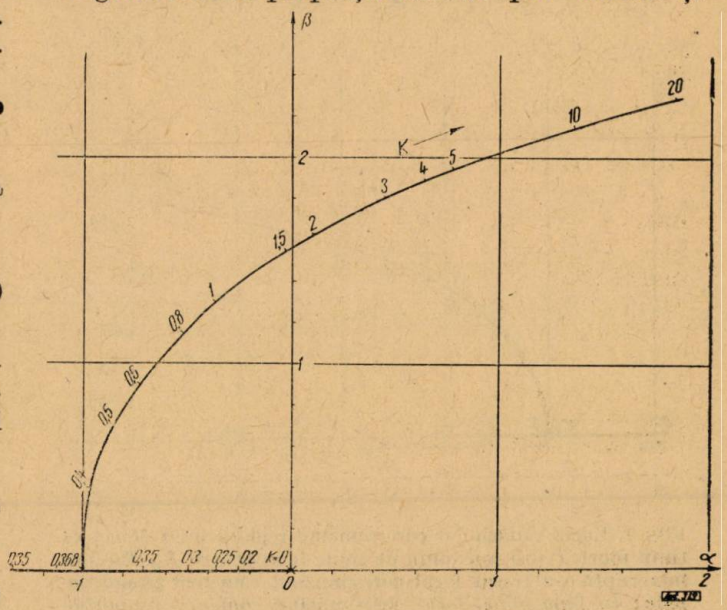



Fig. 1. Locul rădăcinilor standard al sistemului cu timp mort şi un pol în origine.

alte diagrame standard obţinute pe baza locului rădăcinilor [5], [8] sau prin alte metode [13], [14].

4.2. *Reglarea proporţională şi integrativă (PI)*

Funcţia de transfer a regulatorului PI are expresia :

$$G_1(s) = \frac{100}{B_p}\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) = K_1 \frac{s + \frac{1}{T_i}}{s}. \qquad (42)$$

Se vede că regulatorul introduce un pol $P_0$ în origine şi un zero $P_i$ în $-\frac{1}{T_i}$.

Funcţia de transfer a circuitului deschis este :

$$G(s) = K \frac{s + \frac{1}{T_i}}{s\left(s + \frac{1}{T_p}\right)} e^{-sT}. \qquad (43)$$

Circuitul deschis are coeficientul de amplificare de viteză $K \frac{T_p}{T_i}$, coeficientul de amplificare de poziţie infinit şi eroarea staţionară la semnal de intrare în formă de treaptă nulă.

În figura 2 s-a reprezentat cu linie plină ramura fundamentală a locului rădăcinilor pentru cazul cînd se realizează comandă proporţională şi integrativă. În figură s-a considerat $\frac{T}{T_p} = 2$ şi $T_i = 2{,}3\, T$. Se vede că introducerea

polului $P_0$ şi a zeroului $P_i$ deformează curba, atrăgînd-o spre mijlocul segmentului $\overline{P_0 P_i}$. Dacă $P_p$ (polul introdus de obiectul de reglat) este suficient de depărtat, condiţia ca prin

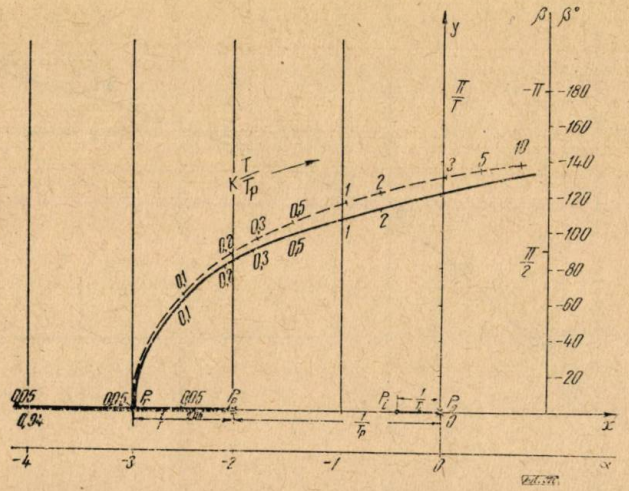


Fig. 2. Locul rădăcinilor corespunzînd reglării unui obiect cu timp mort $T$ şi o constantă de timp de întîrziere $T_p$. Cu linie întreruptă s-a trasat locul corespunzînd comenzii proporţionale; cu linie plină, locul corespunzînd comenzii proporţionale şi integrative.

deformare curba să nu atingă segmentul $\overline{P_0 P_i}$ este ca $\frac{1}{T_i} < \frac{4}{T}$, adică $T_i > 0{,}25\ T$ [3]; cu cît raportul $\frac{T_i}{T}$ este mai mare, deformarea este mai mică. Această condiţie este satisfăcută întotdeauna în practică.

În cazul funcţionării sistemului cu referinţă fixă se recomandă $T_i = (2{,}3 \ldots 4)\ T$, adică $\frac{1}{T_i} = (0{,}25 \ldots 0{,}43)\ \frac{1}{T}$. În cazul funcţionării sistemului cu referinţă variabilă se admite şi un $T_i$ mai scăzut, dar nu atît încît $P_i$ să treacă la stînga lui $P_p$. Se recomandă în acest caz $T_i = (1 \ldots 1{,}2)\ T$, adică $\frac{1}{T_i} = (0{,}83 \ldots 1)\ \frac{1}{T}$. Pentru alegerea amplificării se recomandă $K\frac{T}{T_p} = 0{,}35 \ldots 0{,}7$ [13].

Reglarea care asigură eroarea medie pătratică minimă corespunde cazului $T_i = T_p$, care realizează compensarea prin ştergere [8]. În acest caz, limita de stabilitate corespunde la amplificarea $H_{cr} = \frac{\pi}{2T}$, egală cu pulsaţia oscilaţiilor întreţinute. Perioada oscilaţiilor întreţinute este $4T$ [1]. În acest caz $K = H_1$; coeficientul de amplificare de viteză corespunzînd reglării optime este de $H_{1\,opt} = \frac{2}{3\,T} = \frac{4}{3\,\pi} H_{1cr}$.

Din figura 2 se observă că introducerea comenzii proporţionale şi integrative afectează funcţionarea sistemului în regim staţionar anulînd eroarea staţionară, dar modifică puţin curba locului rădăcinilor. Din aceste motive este raţional ca la proiectare să se folosească tot curba corespunzînd comenzii proporţionale şi să se construiască exact, prin calcul sau grafic, numai cîteva puncte din zona de funcţionare aleasă.

4.3. *Reglarea proporţională şi derivativă (PD)*

Funcţia de transfer a regulatorului PD este de forma:

$$G_1(s) = \frac{100}{B_p}\,\frac{1 + s\,T_d}{1 + s\,\frac{T_d}{a}} = K_1\,a\,\frac{s + \frac{1}{T_d}}{s + \frac{a}{T_d}}, \qquad (44)$$

unde s-a notat cu $\frac{T_d}{a}$ constanta de timp care limitează efectul derivativ. La regulatoarele de uz curent, $a = 6 \ldots 10$ [12].

Funcţia de transfer a circuitului deschis este:

$$G(s) = K\,\frac{s + \frac{1}{T_d}}{\left(s + \frac{a}{T_d}\right)\left(s + \frac{1}{T_p}\right)}\,e^{-sT}. \qquad (45)$$

Coeficientul de amplificare de poziţie este $H_0 = \frac{KT_p}{a}$ şi eroarea staţionară la semnal de intrare treaptă unitară este $\frac{1}{1 + H_0}$.

În figura 3 se reprezintă cu linie plină ramura fundamentală a locului rădăcinilor, pentru cazul cînd se realizează comanda proporţională şi derivativă şi cu linie întreruptă pentru cazul comenzii numai proporţionale (sistemul necompensat). Se vede că introducerea zeroului de compensare $P_d$ anihilează efectul polului $P_p$

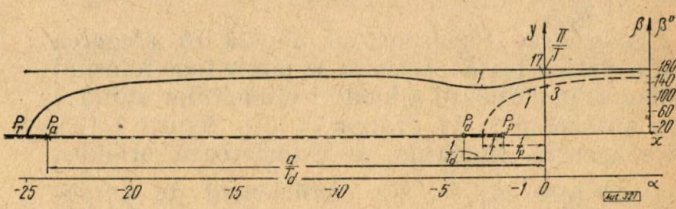


Fig. 3. Locul rădăcinilor corespunzînd unui obiect cu timp mort $T$ şi o constantă de timp de întîrziere $T_p$. Cu linie întreruptă s-a trasat locul corespunzînd comenzii proporţionale; cu linie plină, locul corespunzînd comenzii proporţionale şi derivative.

introdus de constanta de timp a procesului şi îl înlocuieşte cu al polului $P_a$ produs de constanta de timp $\frac{T_d}{a}$ care limitează efectul derivativ. Locul rădăcinilor pentru sistemul compensat este deci cel corespunzînd funcţiei de transfer $\frac{K}{s + \frac{a}{T_d}}\,e^{-s\tau}$, deformat de efectul polului

$P_p$ şi al zeroului $P_d$. Dacă se presupune că derivarea este perfectă (se neglijează efectul polului $P_a$), locul rădăcinilor sistemului compensat se obţine din cel corespunzător timpului mort pur, adică asimptota $y = -\frac{\pi}{T}$, făcînd corecţiile lui $P_p$ şi $P_d$. În acest caz, $H_0 = K\frac{T_p}{T_d}$. În figura 2 s-a ales [13]: $T_d = 0{,}25\ T$, adică $\frac{1}{T_d} = \frac{4}{T}$ şi $K\frac{T}{T_p} = 1{,}2$. Această alegere conduce la $\overline{P_d\ P_p} < \frac{4}{T}$ şi deci, dacă se neglijează efectul polului $P_a$, se constată că pe segmentul $\overline{P_d\ P_p}$ nu apar puncte de ramificaţie [3].

Pornind de la alte criterii de apreciere a regimurilor tranzitorii, se recomandă valori mai mari pentru timpul de derivare, de exemplu: $T_d = 0{,}8\ T + 0{,}5\ T_p$ sau $T_d = T + 0{,}35\ T_p$ [5], [10]. Pe baza acestor recomandări, punctul $P_d$ poate fi ales mai aproape de punctul $P_p$ şi chiar la dreapta lui. Se vede că, în acest din urmă caz, compensarea este mai convenabilă, curba prin deformare depărtîndu-se de axa reală. În toate cazurile se constată că, la sistemele cu timp mort mare, prin introducerea numai a comenzii derivative nu se obţine o ameliorare importantă a performanţelor, păstrîndu-se eroarea staţionară. Din acest motiv, în circuitele de reglare a proceselor tehnologice se preferă introducerea comenzii derivative asociate cu cea integrativă. Introducerea comenzii derivative creşte pulsaţia proprie.

### 4.4. *Reglarea proporţională, integrativă şi derivativă (PID)*

Funcţia de transfer a regulatorului PID ideală este:

$$G_1(s) = \frac{100}{B_p}\frac{1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s}{1 + \frac{T_d}{a}s} = \frac{100\,a}{B_p}\frac{s^2 + \frac{1}{T_d}s + \frac{1}{T_i\,T_d}}{s\left(s + \frac{a}{T_d}\right)}. \tag{46}$$

Funcţia de transfer a circuitului deschis este de forma:

$$G(s) = K\frac{s^2 + \frac{1}{T_d}s + \frac{1}{T_i\,T_d}}{s\left(s + \frac{a}{T_d}\right)\left(s + \frac{1}{T_p}\right)}e^{-sT}, \tag{47}$$

unde $K = \frac{100}{B_p}aK_2 = K'a$. Coeficientul de amplificare la viteză este $K'\frac{T_p}{T_i}$ şi eroarea staţionară la semnal de intrare în formă de treaptă este nulă.

În cazul regulatorului cu derivare ideală, termenul $1 + \frac{T_d}{a}s$ lipseşte de la numitor, $K = \frac{100}{B_p}T_d\,K_2$ şi coeficientul de amplificare la viteză $K\frac{T_p}{T_i\,T_d} = \frac{100}{B_p}K_2\frac{T_p}{T_i} = K_1K_2\frac{T_p}{T_i}$.

Regulatorul PID ideal introduce polul $P_0$ la $s = 0$ (în cazul derivării imperfecte şi polul $P_a$ la $s = -\frac{a}{T_d}$ care în figura 3 a fost neglijat) şi două zerouri $P_\alpha$ şi $P_\beta$ la:

$$s_{\alpha,\beta} = -\frac{1 \pm \sqrt{1 - 4\frac{T_d}{T_i}}}{2\,T_d}. \tag{48}$$

În figura 3 s-a trasat locul rădăcinilor corespunzînd reglării PID pentru cazul $\frac{T}{T_p} = 0{,}5$. Acordul s-a făcut pentru valorile recomandate ca asigurînd suprareglări de 20% la aplicarea unui salt de perturbaţie [13]:

$$T_i = 2T;\ T_d = 0{,}42\ T \text{ şi } K = 1{,}2\frac{T_p}{T}. \tag{49}$$

Diversele recomandări fixează raportul $\frac{T_d}{T_i}$ $\left(\text{în cazul de mai sus, } \frac{T_d}{T_i} = 0{,}21\right)$. Acest raport măsoară raportul efectelor derivativ şi integrativ. Din (48) se vede că determină direcţia pe care sînt plasate zerourile complexe. $-\frac{1}{2\,T_d}$ reprezintă partea reală a rădăcinilor complexe şi media aritmetică a rădăcinilor cînd acestea sînt reale. $\frac{1}{\sqrt{T_i\,T_d}}$ reprezintă modulul (depărtarea de origine rădăcinilor complexe şi media geometrică a rădăcinilor atunci cînd ele sînt reale.

Prin derivarea ecuaţiei caracteristice se obţine ecuaţia punctelor de ramificaţie:

$$s^4 + \left(\frac{1}{T_d} + \frac{1}{T_p}\right)s^3 + \left(\frac{1}{T_i\,T_d} + \frac{1}{T_p\,T_d} + \frac{1}{T_d\,T} - \frac{1}{T_p\,T}\right)s^2 + \left(\frac{2}{T_i\,T_d\,T} + \frac{1}{T_i\,T_d\,T_p}\right)s + \frac{1}{T_i\,T_d\,T_p\,T} = 0. \tag{50}$$

Pentru compensarea aleasă în (49), din formula (48) se obţin zerourile:

$$s_\alpha = -\frac{1{,}67}{T} \text{ şi } s_\beta = -\frac{0{,}71}{T}$$

şi din ecuaţia (50), punctele de ramificaţie $s = -\frac{1}{T}$ şi $s = -\frac{0{,}32}{T}$ (ecuaţia (50) are două rădăcini reale şi două complexe).

În figura 4 s-a construit grafic locul rădăcinilor corespunzător acestui caz.

### 4.5. *Utilitatea locului rădăcinilor*

Analiza funcţionării sistemului folosind locul rădăcinilor este foarte sugestivă, deoarece în ipoteza că răspunsul sistemului este determinat

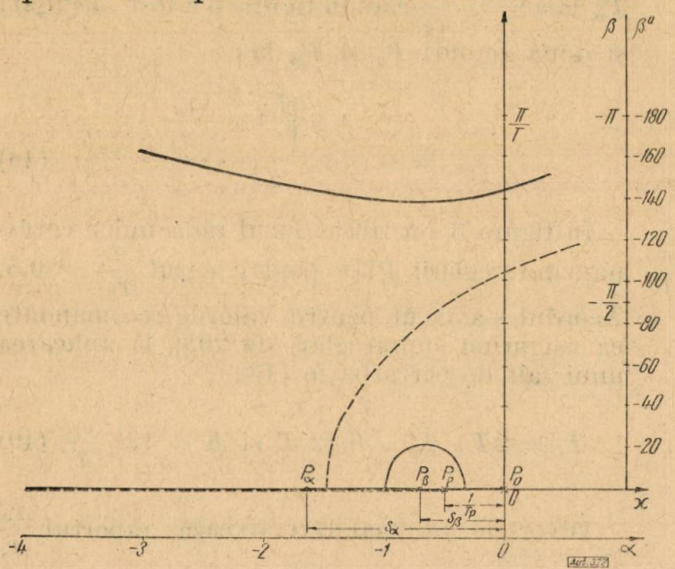



Fig. 4. Locul rădăcinilor corespunzînd unui obiect cu timp mort $T$ şi o constantă de timp de întîrziere $T_p$. Cu linie întreruptă s-a trasat locul corespunzînd comenzii proporţionale; cu linie plină, locul corespunzînd comenzii proporţionale, integrative şi derivative.

numai de polii complecşi dominanţi, folosind locul rădăcinilor se poate evalua rapid nu numai răspunsul sistemului [4], [9], dar şi efectul obţinut asupra răspunsului prin varierea diverşilor parametri ai reţelei de compensare.

Locul rădăcinilor poate fi folosit comod şi la sinteza sistemelor de reglare automată, de exemplu la alegerea parametrilor de acord ai regulatorului.

Se consideră, de exemplu, problema reglării unui obiect cu timp mort $T$ şi constantă de timp de întîrziere $T_p$. Se cere fixarea parametrilor de acord astfel încît să asigure o durată $\tau$ a regimului tranzitoriu şi un factor de amortizare $\zeta$ [9].

Ştiind alura locului rădăcinilor, se determină punctul de funcţionare dorit în modul următor: se defineşte $\tau$ ca timpul necesar pentru ca eroarea să devină mai mică de 2%; în acest caz, depărtarea de origine a punctului de funcţionare este $|s_m| \simeq \frac{4}{\zeta\tau}$. Pe dreapta care face cu semiaxa reală negativă unghiul $\theta$, unde $\cos\theta = \zeta$, se fixează punctul de funcţionare la distanţa $|s_m|$ de origine. (Dacă diagrama se construieşte notînd în abscisă valoarea lui $\alpha$, atunci $\tau$ trebuie raportat la $T$.) După determinarea punctului de funcţionare, polii sistemului fiind cunoscuţi, cu ajutorul spirulului (sau raportorului) se determină poziţia zerourilor astfel încît locul rădăcinilor să treacă prin punctul de funcţionare găsit. Se determină amplificarea corespunzătoare acestui punct.

## 5. Concluzii

Locul rădăcinilor poate fi utilizat cu succes la analiza şi sinteza sistemelor cu timp mort. Pentru aceasta este necesar ca, pe baza regulilor generale, să se cunoască alura locului rădăcinilor, din cerinţele impuse sistemului să se determine zona de funcţionare şi, prin calcul sau analitic, să se construiască precis locul rădăcinilor numai în această zonă.

Ca şi la sistemele fără timp mort, avantajul utilizării locului rădăcinilor constă în faptul că permite rapid o evaluare calitativă a efectului varierii diverşilor parametri şi a diferitelor neglijări care se fac în scopul simplificării problemei.

### BIBLIOGRAFIE

[1] Căluşiţă, M. *Locul rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a sistemelor cu timp mort.* În: Automatica şi Electronica, nr. 2, 1966, p. 61–69.
[2] Căluşiţă, M. *Locul rădăcinilor ecuaţiei caracteristice pentru sistemele cu timp mort.* În: Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică, nr. 2, 1966, p. 313–324.
[3] Căluşiţă, M. *Trasarea locului rădăcinilor pentru unele sisteme cu timp mort.* Comunicare la cercul de automatică I.P.B., oct 1966.
[4] Chu Y. *Feedback control systems with dead time lag distributed lag by root-locus method.* În: Transactions AIEE, vol. 71 (2), nov 1952, p. 219–296.
[5] Lupaş, L. *Asupra reglării proceselor cu timp mort.* Comunicare la sesiunea de comunicări a cadrelor didactice, I.P.B., 1966.
[6] Wojcik, C. K. *Analytical representation of the root-locus.* În: Transactions of the ASME, mart 1964, p. 37–43.
[7] Chag, C. S. *An analytical method for obtaining the root-locus with positive and negative gain.* În: IEEE transactions on automatic control, vol. AC-10, nr. 1, 1965, p. 92–94.
[8] Tyner, M. *Computing time response of a dead-time process.* În: Control engineering, nr. 4, 1964, p. 79–81.
[9] Jawor, T. *Using the root-locus.* În: Control engineering, nr. 10, 1959, p. 96–102; nr. 11, 1959, p. 119–120.
[10] Haalman, A. *Adjusting controllers for a dead-time process.* În: Control engineering, nr. 7, 1965, p. 71–73.
[11] Savant, C. J. *Basic feedback control system design.* New York, Mc Graw Hill, 1958.
[12] Căluşiţă, M. *Regulatoarele electronice pentru procese industriale.* În: Metrologia aplicată, nr. 11, 1964, p. 510–517; nr. 12, 1964, p. 540–548.
[13] Oppelt, W. *Tehnica reglării automate.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.
[14] Smith, C. I., Murrill, P. W. *A more precise method for tuning controllers.* În: I.S.A. journal, nr. 5, 1966, p. 50–58.
[15] Chosky, N. H. *Time lag systems.* Progress in control engineering–1. Londra, Heywood, 1962.

Dr. ing. P. CONSTANTINESCU

# Despre limbajul Algams

## 1. Introducere

În această notă prezentăm restricţia Algol elaborată de reprezentanţii Academiilor ţărilor socialiste (R. P. Bulgaria, R. S. Cehoslovacă, R. D. Germană, R. P. Polonă, R. S. România, R. P. Ungară şi U. R. S. S.) în grupul G. A. M. S., la care a participat şi autorul. Această restricţie a primit numele de Algams (limbaj algoritmic pentru programarea automată al maşini de tip mediu).

Prezentarea restricţiei Algams se va face pe baza raportului asupra limbajului Algol 60 [1], subliniindu-se modificările faţă de limbajul Algol 60. Vom începe prezentarea cu § 2 (din [1]) în care începe descrierea sintactică a limbajului Algol.

## 2. Simboluri de bază, identificatori, numere, şiruri, noţiuni de bază

Limbajul de referinţă se construieşte cu ajutorul următoarelor simboluri de bază:

⟨simbolul de bază⟩ : : = ⟨literă⟩ | ⟨cifră⟩ | ⟨valoare logică⟩ | ⟨delimitator⟩

### 2.1. *Litere**

⟨literă⟩ : : = A | B | C | D | E | F | G | H | I | J | K | L | M | N | O | P | Q | R | S | T | U | V | W | X | Y | Z

Literele nu au semnificaţie proprie. Le întrebuinţăm pentru a forma identificatori şi şiruri.

#### 2.2.1. *Cifre*

⟨cifră⟩ : : = 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9

Cifrele se întrebuinţează la formarea numerelor, a identificatorilor şi a şirurilor.

#### 2.2.2. *Valori logice*

⟨valoare logică⟩ : : = TRUE FALSE

Valorile logice au o semnificaţie evidentă (adevărat şi fals).

### 2.3. *Delimitatori***

⟨delimitator⟩ : : = ⟨operator⟩ | ⟨separator⟩ | ⟨paranteză⟩ | ⟨declarator⟩ | ⟨specificator⟩

⟨operator⟩ : : = ⟨operator aritmetic⟩ | ⟨operator de relaţie⟩ | ⟨operator logic⟩ | ⟨operator secvenţial⟩

⟨operator aritmetic⟩ : : = + | − | × | / | ↑

⟨operator de relaţie⟩ : : = < | ≤ | = | ≥ | > | ≠

⟨operator logic⟩ : : = ≡ | ⊃ | ∪ | ∩ | ¬

⟨operator secvenţial⟩ : : = GO TO IF THEN ELSE FOR DO

⟨separator⟩ : : = , | · | $_{10}$ | : | ; | : = | ␣ | STEP | UNTIL | WHILE | COMMENT

⟨paranteză⟩ : : = ( | ) | [ | ] | , | BEGIN | END

⟨declarator⟩ : : = BOOLEAN | INTEGER | REAL | ARRAY | SWITCH | PROCEDURE

⟨specificator⟩ : : = STRING | LABEL | VALUE

Delimitatorii au o semnificaţie precisă care, pentru cei mai mulţi dintre ei, este evidentă, iar pentru ceilalţi se explică pe măsură ce sînt folosiţi.

Particularităţi tipografice cum sînt, de pildă, spaţiul între 2 cuvinte sau schimbarea liniei, nu au semnificaţie în limbajul de referinţă. Ele sînt la dispoziţia celui ce redactează programul pentru a uşura lectura programului respectiv.

Pentru a permite includerea unor texte în interiorul unui program se admit aceleaşi convenţii pentru comentarii ca şi în limbajul Algol.

### 2.4. *Identificatori*

#### 2.4.1. *Sintaxă*

⟨identificator⟩ : : = ⟨literă⟩ | ⟨identificator⟩ ⟨literă⟩ | ⟨identificator⟩ ⟨cifră⟩

#### 2.4.2. *Semantică*

Identificatorii nu au semnificaţie proprie; ei servesc la identificarea variabilelor simple, a tablourilor, mărcilor, comutatorilor şi procedurilor. Identificatorii se pot alege în mod arbitrar (vezi şi paragraful 6, proceduri şi funcţii standard, şi de asemenea secţiunile 4.1.2 şi 5.2.2 în care se prezintă restricţii în ce priveşte identificatorii care au primele litere EX, respectiv PART).

Aceiaşi identificatori nu pot desemna cantităţi diferite, în afară de cazul cînd au domenii disjuncte conform declaraţiilor programului.

### 2.5. *Numere*

Sintaxa semantică şi tipurile numerelor sînt aceleaşi ca în Algol.

### 2.6. *Şiruri*

#### 2.6.1. *Sintaxă**

⟨şir⟩ : : = ‘ ⟨o succesiune arbitrară de simboluri care nu conţine‘ sau ’⟩ ’

---

* In Algams nu se folosesc literele mici ale alfabetului latin.

** In Algams nu avem ÷ şi *own*.

* Se observă înlocuirea celor 3 formule metalingvistice care definesc şirul în Algol printr-o singură formulă.

2.6.2. *Semantică*

S-au introdus ghilimelele de şiruri '' pentru ca în limbaj să se poată opera cu secvenţe arbitrare de simboluri. Simbolul ␣ reprezintă un spaţiu şi nu are semnificaţie decît în şiruri. Şirurile pot fi parametri actuali de procedură.

2.7. Cantitatea, categoria şi domeniul unei cantităţi au în Algams aceleaşi semnificaţii ca şi în Algol. La fel valorile şi tipurile.

## 3. Expresii

În limbaj, componentele principale ale programului care descriu procese algoritmice sînt expresiile aritmetice, expresiile booleene şi expresiile indicatoare. Elementele acestor expresii, în afară de unii delimitatori, sînt valorile logice, numerele, variabilele, indicatorii funcţionali, operatorii de relaţie, operatorii aritmetici, logici şi secvenţiali.

Deoarece definiţia sintactică a variabilelor şi indicatorilor funcţionali conţine expresii, definiţia expresiilor şi a constituenţilor lor este în mod necesar recursivă.

⟨expresie⟩ : : = ⟨expresie aritmetică⟩ | ⟨expresie booleană⟩ | ⟨expresie indicatoare⟩

3.1. *Variabile*

3.1.1. *Sintaxă**

⟨identificator de variabilă⟩ : : = ⟨identificator⟩

⟨variabilă simplă⟩ : : = ⟨identificator de variabilă⟩

⟨expresie indicială⟩ : : = ⟨expresie aritmetică⟩

⟨listă de indici⟩ : : = ⟨expresie indicială⟩ | ⟨listă de indici⟩, ⟨expresie indicială⟩

⟨identificator de tablou⟩ : : = ⟨identificator⟩ | ⟨identificator exterior⟩

⟨variabilă cu indici⟩ : : = ⟨identificator de tablou⟩[⟨listă de indici⟩]

⟨variabilă⟩ : : = ⟨variabilă simplă⟩ | ⟨variabilă cu indici⟩

⟨identificator exterior⟩ : : = EX | ⟨identificator exterior⟩⟨literă⟩ | ⟨identificator exterior⟩⟨cifră⟩

3.1.2. *Semantică*

Semantica este aceeaşi ca şi în Algol. Precizările privind întrebuinţarea identificatorilor exteriori sînt date în 5.2.2.

3.2. *Indicatori funcţionali*

Sintaxa şi semantica sînt aceleaşi ca în Algol.

Despre funcţii standard se va discuta la 6.1.

* Se observă modificarea celei de-a 5-a formule metalingvistice şi adăugarea unei noi formule.

3.3. *Expresii aritmetice*

Dacă în a doua formulă metalingvistică din definiţia sintactică în Algol a expresiilor aritmetice se şterge semnul ÷, obţinem formulele metalingvistice care definesc expresiile aritmetice în Algams.

Se exclud de asemenea consideraţiile legate de întrebuinţarea simbolului ÷.

În locul definiţiei date în Algol expresiei a↑i, se consideră următoarea definiţie:

a↑i dacă i>0, a × a × ... × a (de i ori) de acelaşi tip cu a dacă i este întreg fără semn şi de tip real în caz contrar.

Dacă i<0, a ≠ 0, atunci 1/(a × a × ... ×a) (numitorul are i factori) de tip real.

Dacă i = 0 şi a ≠ 0, atunci 1 de acelaşi tip cu a dacă i este întreg fără semn şi de tip real în caz contrar.

Dacă i⩽0 şi a = 0, nedefinit.

Celelalte definiţii şi consideraţii privind expresiile aritmetice rămîn la fel ca în Algol.

În Algams se precizează că:

Tipul expresiei IF B THEN E1 ELSE E2 este întreg dacă E1 şi E2 sînt ambele de tip cu întreg, iar în caz contrar este de tip real.

În ce priveşte proprietatea operatorilor aritmetici, operatorul ÷ se exclude.

3.4 *Expresii booleene*

Sintaxa şi semantica expresiilor booleene rămîn aceleaşi ca în Algol.

3.5. *Expresii indicatoare*

3.5.1. *Sintaxă**

⟨marcă⟩ : : = ⟨identificator⟩

⟨identificator de părţi⟩ : : = PART | ⟨identificator de părţi⟩⟨literă⟩ | ⟨identificator de părţi⟩⟨cifră⟩

⟨identificator de comutaţie⟩ : : = ⟨identificator⟩

⟨indicator de comutaţie⟩ : : = ⟨identificator de comutaţie⟩[⟨expresie indicială⟩]

⟨expresie indicatoare⟩ : : = ⟨marcă⟩ | ⟨identificator de părţi⟩ | ⟨indicator de comutaţie⟩

3.5.2. *Semantică***

Expresia indicatoare este o regulă de obţinere a unei mărci sau a unui identificator de părţi. Dacă expresia indicatoare este o marcă sau un identificator de părţi, atunci rezultatul dorit este obţinut. Indicatorul de comutaţie se referă la declaraţia de comutator cu care este asociat; conform valorii numerice pe care o capătă expresia sa indicială, se alege una din mărcile care figurează

* Se observă apariţia identificatorului de părţi în formulele metalingvistice.

** Subliniem restricţia privitoare la declaraţia de comutator, în care nu pot figura decît mărcile (v. 5.3.1 şi 5.3.2).

în declaraţia de comutator. Alegerea se face prin numărarea mărcilor de la stînga la dreapta.

Subliniem că în Algams numerele nu pot reprezenta mărci. Precizări despre identificatorul de părţi sînt date în 4.1.2.

## 4. Instrucţiuni

Deoarece instrucţiunile se pot grupa în instrucţiuni compuse şi blocuri, definiţia instrucţiunilor este în mod necesar recursivă.

Instrucţiunile se execută în ordinea în care sînt scrise; această ordine lexicografică poate fi schimbată prin instrucţiuni de transfer sau instrucţiuni de clauză sau condiţionale. Pentru a obţine ordinea din succesiunea dinamică, unele instrucţiuni trebuie marcate.

### 4.1. *Instrucţiuni compuse şi blocuri*

Faţă de definiţia sintactică dată în Algol se schimbă numai formula metalingvistică prin care se defineşte blocul:

⟨bloc⟩ : : = ⟨bloc nemarcat⟩ | ⟨identificator de părţi⟩ : ⟨bloc nemarcat⟩ | ⟨marcă⟩ : ⟨bloc⟩

4.1.2. *În ce priveşte semantica instrucţiunilor compuse şi blocurilor se adaugă următoarele*:

Identificatorul de părţi (identificatorul care începe cu literele PART) serveşte la informarea programului translator despre segmentarea programului. Instrucţiunile programului care corespund blocului, marcat cu identificatorul de părţi, se înscriu într-o zonă separată a memoriei externe, şi la intrarea în blocul respectiv sînt transferate în grup în memoria operativă.

Părţile din program care nu sînt conţinute în blocurile marcate cu identificatori de părţi se păstrează în mod constant în memoria operativă.

### 4.2. *Instrucţiuni de asignare*

Sintaxa şi semantica la fel ca în Algol.

### 4.3. *Instrucţiuni de transfer*

Sintaxa şi semantica la fel ca în Algol.

### 4.4. *Instrucţiuni vide*

Sintaxa şi semantica la fel ca în Algol.

### 4.5. *Instrucţiuni de clauză şi instrucţiuni condiţionale*

Sintaxa şi semantica la fel ca în Algol.

### 4.6. *Instrucţiuni de ciclare*

4.6.1. *Sintaxă* *

A treia formulă metalingvistică se înlocuieşte prin:

⟨operator de ciclare⟩ : : = FOR ⟨identificator de variabilă⟩ : = ⟨listă de ciclare⟩ DO

Restul consideraţiilor privind instrucţiunile de ciclare sînt aceleaşi ca în Algol.

### 4.7. *Instrucţiuni de procedură*

Sintaxa şi semantica sînt aceleaşi ca în Algol, cu excepţia folosirii instrucţiunilor de procedură în corpul procedurii respective; procedurile recursive nu sînt admise în Algams.

## 5. Declaraţii

În Algams toţi identificatorii dintr-un program în afară de mărci, parametrii formali şi identificatorii procedurilor standard şi funcţiilor (v.6) trebuie declaraţi *. Consideraţiile privind simbolul *own* nu sînt în Algams; restul semanticii este la fel ca în Algol.

*Sintaxă*

⟨declaraţie⟩ : : = ⟨declaraţie de tip⟩ | ⟨declaraţie de tablou⟩ | ⟨declaraţie de comutator⟩ | ⟨declaraţie de procedură⟩

### 5.1. *Declaraţii de tip*

5.1.1. *Sintaxă*** 

⟨listă de variabile simple⟩ : : = ⟨variabilă simplă⟩ | ⟨variabilă simplă⟩, ⟨listă de variabile simple⟩

⟨tip⟩ : : = REAL | INTEGER | BOOLEAN

⟨declaraţie de tip⟩ : : = ⟨tip⟩ ⟨listă de variabile simple⟩

5.1.2. *Semantică*

În Algams nu se discută semantica simbolului *own*; celelalte consideraţii sînt aceleaşi ca în Algol.

### 5.2. *Declaraţii de tablou*

5.2.1. *Sintaxă*

Se înlocuieşte ultima formulă metalingvistică prin: ⟨declaraţie de tablou⟩ : : = ARRAY ⟨listă de tablou⟩ | ⟨tip⟩ ARRAY ⟨listă de tablou⟩

Consideraţiile semantice privind întrebuinţarea simbolului *own* nu fac parte din Algams; restul sînt aceleaşi ca în Algol.

Se adaugă următoarele *** :

5.2.2. Tablourile avînd identificatori exteriori (identificatori care încep cu literele EX) vor fi distribuiţi de translator în memoria externă. Identificatorii exteriori ai tablourilor

---

* Subliniem restricţia produsă prin înlocuirea variabilei cu identificator de variabilă.

* Specific pentru Algams este considerarea identificatorilor procedurilor standard.

** Se observă înlocuirea formulei metalingvistice a treia şi a patra din Algol printr-o singură formulă metalingvistică.

*** Pentru maşini de tip mediu este important uneori ca tablourile cu multe elemente să nu ocupe adrese din memoria operativă.

pot fi întrebuinţaţi numai ca parametri actuali. Accesul la elementele tablourilor avînd identificatori exteriori se face numai prin instrucţiunea de procedură COPY (v. 6. 2).

5.3. *Declaraţiile de comutator*

5.3.1. *Sintaxă*

⟨ listă de comutaţie⟩ : : = ⟨marcă⟩ | ⟨listă de comutaţie⟩, ⟨ marcă ⟩

⟨ declaraţie de comutator⟩ : : = SWITCH identificator de comutaţie⟩ : = ⟨listă de comutaţie⟩

Se observă că în Algams în lista de comutaţie singurele expresii indicatoare care pot apărea sînt mărcile.

5.3.2. *Semantică*

Declaraţia de comutator permite să se calculeze valoarea corespunzătoare valorii numerice a expresiei indiciale a indicatorului de comutaţie asociat. Aceste valori sînt mărcile din lista de comutaţie, mărcile fiind puse în corespondenţă biunivocă cu şirul 1,2, . . .

5.4. *Declaraţii de procedură*

5.4.1. *Sintaxă*

Penultima formulă metalingvistică din Algol se înlocuieşte prin :

⟨ corpul procedurii ⟩ : : = ⟨ instrucţiune ⟩ | LIBRARY (⟨şir⟩)

5.4.2. *Semantică*

Constituentul principal al unei declaraţii de procedură este o instrucţiune sau LIBRARY (⟨şir⟩). Se observă că LIBRARY (⟨şir⟩) înlocuieşte alternativa ⟨cod⟩ din definiţia dată în Algol.

Identificatorul LIBRARY — dacă în declaraţie nu capătă alt sens — se foloseşte să indice că corpul procedurii este format din instrucţiuni din limbajul (codul) maşinii ; în acest caz, şirul serveşte să indice numărul de ordine al subprogramului din biblioteca de subprograme.

Menţionăm că toţi parametrii formali trebuie specificaţi în Algams.

Subliniem de asemenea că indicatorii funcţionali nu pot face apelul procedurii din corpul procedurii (nici procedurile de funcţie nu pot fi recursive).

## 6. Proceduri standard şi funcţii standard*

În acest paragraf se descriu procedurile şi funcţiile standard care se întrebuinţează în programele scrise în limbajul Algams. Aceste proceduri şi funcţii pot fi întrebuinţate numai în acele blocuri în care identificatorii acestor proceduri sau funcţii nu sînt declaraţi cu alt sens.

* Acest paragraf este specific limbajului Algams.

La lista procedurilor şi funcţiilor standard se pot adăuga noi proceduri sau funcţii pe măsură ce acest lucru devine necesar.

6.1. *Funcţii standard*

ABS (E) valoarea absolută a expresiei E

SIGN (E) semnul valorii expresiei E (+1 pentru E>0, 0 pentru E = 0, −1 pentru E<0)

SQRT (E) rădăcina pătrată a valorii expresiei E

LN (E) logaritmul natural al valorii E

EXP (E) $e^E$

SIN (E) sinusul valorii E

COS (E) cosinusul valorii E

TAN (E) tangenta valorii E

ARCSIN (E) valoarea principală a arcsinusului valorii E

ARCCOS (E) valoarea principală a arccosinusului valorii E

ARCTAN (E) valoarea principală a arctangentei valorii E

ARC (E1, E2) unghiul polar al punctului cu coordonatele (E1, E2), ($0 \leqslant ARC \leqslant 2\pi$)

ENTIER (E) partea întreagă a valorii E

DIV (E1, E2) pentru SIGN (E1/E2) × ENTIER (ABS (E1/E2)

RES (E1, E2) pentru E1 − DIV (E1, E2) × E2

MAX (E1, E2, . . . ,EN) cea mai mare dintre valorile expresiilor E1, E2, . . ., EN

MIN (E1, E2, . . .,EN) cea mai mică dintre valorile expresiilor E1, E2, . . .,EN

Funcţiile DIV şi RES sînt definite pentru argumente de tip întreg şi iau valori de tip întreg. Celelalte funcţii sînt definite pentru argumente de tip întreg sau real şi iau valori de tip real, în afară de funcţiile SIGN şi ENTIER care iau valori de tip întreg.

6.2. *Procedura de transfer*

6.2.1. *Sintaxă*

⟨ instrucţiune de transfer⟩ : : = COPY (⟨variabilă cu indici⟩, ⟨identificator de tablou⟩) | COPY (⟨identificator de tablou⟩, ⟨variabilă cu indici⟩)

Exemple

COPY (EXA [1 + 1,0], A1)

COPY (B, EXT [k])

6.2.2. *Semantică*

Procedura COPY efectuează transferul între tablouri din memoria externă şi cea internă. Elementele tablourilor se consideră ordonate lexicografic cu ajutorul indicilor. Variabila cu indici este asociată totdeauna tabloului din memoria externă şi dă adresa celulei în care este primul element cu care se începe transferul în memoria externă. Identificatorul de tablou este asociat tabloului din memoria internă şi primul element din acest tablou dă adresa la care se începe transferul în memoria internă. Numărul elementelor care se transferă se defi-

neşte în mod dinamic prin declaraţia tabloului din memoria internă. Transferul datelor se efectuează de la primul parametru actual la al doilea. Tipurile tablourilor între care se face transferul trebuie să coincidă.

6.3. *Proceduri de tipărire*

6.3.1. *Sintaxă*

⟨instrucţiune de tipărire⟩ : : = ⟨instrucţiune de tipărire a numerelor⟩ | ⟨instrucţiune de tipărire a valorilor logice⟩|⟨instrucţiune de tipărire a textelor⟩ | ⟨instrucţiune de dispunere⟩

⟨instrucţiune de tipărire a numerelor⟩ : : = OUTPUT (⟨canal⟩, ⟨format de numere⟩,⟨lista obiectelor de tipărit⟩) OUTPUT (⟨canal⟩,⟨variabilă cu indici⟩, ⟨lista obiectelor de tipărit⟩)

⟨instrucţiune de tipărire a valorilor logice⟩ : : = OUTPUT (⟨canal⟩, ⟨format de valori logice⟩, ⟨lista obiectelor de tipărit⟩)|OUTPUT (⟨canal⟩, ⟨variabilă cu indici⟩, ⟨lista obiectelor de tipărit⟩

⟨lista obiectelor de tipărit⟩ : : = ⟨obiect de tipărit⟩ | ⟨lista obiectelor de tipărit⟩, ⟨obiect de tipărit⟩

obiect de tipărit⟩ : : = ⟨expresie⟩ | ⟨identificator de tablou⟩

⟨instrucţiune de tipărire a textelor⟩ : : = OUTPUT (⟨canal⟩, 'T', ⟨lista obiectelor de text de tipărit⟩) | OUTPUT (⟨canal⟩, ⟨variabilă cu indici⟩, ⟨lista obiectelor de text de tipărit⟩)

⟨lista obiectelor de text de tipărit⟩ : : = ⟨obiect de text de tipărit⟩|⟨lista obiectelor de text de tipărit⟩, ⟨obiect de text de tipărit⟩

⟨obiect de text de tipărit⟩ : : = ⟨şir⟩|⟨variabilă cu indici⟩

⟨instrucţiune de dispunere⟩ : : = OUTPUT (⟨canal⟩ , ⟨format de dispunere⟩) | OUTPUT (⟨canal⟩ , ⟨format de dispunere⟩ , ⟨expresie aritmetică⟩)|OUTPUT (⟨canal⟩ , ⟨variabilă cu indici⟩ , ⟨expresie aritmetică⟩)

⟨canal⟩ : : = ⟨expresie aritmetică⟩

6.3.2. *Semantica instrucţiunilor de tipărire*

Instrucţiunile de tipărire produc extragerea datelor numerice, logice sau textelor prin canalul al cărui număr este definit de primul parametru actual. Al doilea parametru actual defineşte formatul de tipărire (v. 6.3.3, 6.3.4, 6.3.5, 6.3.6), iar ceilalţi parametri actuali definesc obiectele care trebuie tipărite; excepţie face instrucţiunea de dispunere (v. 6.3.6) care nu are obiecte de tipărit. Dacă al doilea parametru actual este variabilă cu indici, ea desemnează elementul tabloului cu care începe dispunerea numerelor întregi corespunzătoare simbolurilor succesive ale formatului, în sensul procedurii TEXT (v. 6.6).

6.3.3. *Instrucţiunea de tipărire a numerelor*

Această instrucţiune produce tipărirea valorilor întregi şi reale ale expresiilor şi tablourilor care sînt în lista obiectelor de tipărit. Toate numerele se tipăresc în acelaşi format definit de-al doilea parametru actual din instrucţiune.

6.3.3.1. *Sintaxa formatului numeric*

⟨repetor⟩ : : = ⟨întreg fără semn⟩ | ⟨loc gol⟩

⟨parte B⟩ : : = ⟨repetor⟩ B | ⟨parte B⟩ ⟨repetor⟩ B | ⟨loc gol⟩

⟨parte D⟩ : : = ⟨repetor⟩ D | ⟨parte D⟩ ⟨repetor⟩ D | ⟨parte D⟩ ⟨parte B⟩| ⟨loc gol⟩

⟨parte de semn⟩ : : = + | − | ⟨loc gol⟩

⟨format de întregi⟩ : : = ⟨parte B⟩ ⟨parte de semn⟩ ⟨parte D⟩

⟨format de fracţii⟩ : : = ⟨format de întregi⟩| ⟨format de întregi⟩ . ⟨parte D⟩

⟨format de exponenţiale⟩ : : = ⟨format de fracţii⟩$_{10}$ ⟨format de întregi⟩

⟨format de numere⟩ : : = 'E'| 'Y'| 'Z' | 'YI'| 'ZI'| 'E ⟨format de exponenţială⟩'| 'Y ⟨format de fracţii⟩ '| 'Z ⟨format de fracţii⟩'

6.3.3.2. *Semantica formatului de numere*

Formatul de numere defineşte forma în care se tipăresc numerele (în sistemul zecimal de numeraţie).

Litera D înseamnă cifră zecimală, iar litera B înseamnă un interval (blanc) între simbolurile care se tipăresc, iar simbolul "." înseamnă punctul zecimal.

Litera Z înseamnă înlocuirea zerourilor nesemnificative prin intervale (blancuri); după înlocuirea zerourilor nesemnificative, semnul se plasează în locul ultimului zero.

Litera Y înseamnă tipărirea numărului fără înlocuirea zerourilor prin blancuri, adică tipărirea numărului de cifre care este indicat în format.

Litera E înseamnă tipărirea numărului în formă exponenţială cu prima cifră diferită de zero.

Semnul + înseamnă tipărirea semnului numărului în toate cazurile, semnul − înseamnă tipărirea semnului numai pentru numerele negative.

Construcţia ⟨repetor⟩ B sau ⟨repetor⟩ D înseamnă repetarea de numărul respectiv de ori (reprezentat de repetor) a literei B sau D. De pildă 5B este echivalent cu BBBBB, 4D. 3D este echivalent cu DDDD. DDD.

Formatul de numere de forma 'E', 'Y, 'Z', 'YI' sau 'ZI' înseamnă tipărirea numerelor în format standard. Pentru diferite maşini, formatul standard poate fi diferit; formatul standard depinde de caracteristicile dispozitivelor de tipărit.

Literele Z, Y şi E în formatele de numere 'Z', 'Y' şi 'E' au sensul arătat mai sus. 'YI' înseamnă tipărirea numerelor întregi în forma standard fără înlocuirea zerourilor nesemnificative prin blancuri.

'ZI' înseamnă tipărirea numerelor întregi în formă standard cu înlocuirea zerourilor nesemnificative prin blancuri.

6.3.4. *Instrucţiunea de tipărire a valorilor logice*

Această instrucţiune produce tipărirea valorilor expresiilor şi tablourilor booleene, care sînt scrise în lista obiectelor de tipărit. Toate valorile se tipăresc în acelaşi format definit de-al doilea parametru actual al instrucţiunii.

6.3.4.1. *Sintaxa formatului de valori logice*

⟨parte F⟩ : : = 5 F | F

⟨format de valori logice⟩ : : = 'L' | 'L ⟨parte B⟩ ⟨parte F⟩⟨parte B⟩'

6.3.4.2. *Semantica formatului de valori logice*

5 F înseamnă tipărirea valorilor expresiilor booleene sub forma FALSE sau TRUE, şi anume după tipărirea lui TRUE se lasă un blanc.

F înseamnă tipărirea valorilor expresiilor booleene sub forma F sau T. 'L' înseamnă tipărirea valorilor logice în formatul standard.

6.3.5. *Instrucţiunea de tipărire a textelor*

Această instrucţiune produce tipărirea textelor, date în lista de obiecte de text de tipărit. Dacă obiectul de text este un şir, atunci acest şir se tipăreşte fără ghilimele exterioare. Dacă obiectul de text este o variabilă cu indici, atunci aceasta arată elementul tabloului cu care se începe dispunerea numerelor întregi, corespunzătoare simbolurilor succesive ale şirului de tipărit, în sensul producerii TEXT (v.6.6.). Se presupune că acest element al tabloului corespunde ghilimelei de deschidere care nu va fi tipărită. Sfîrşitul şirului se defineşte prin elementul tabloului, corespunzător ghilimelei de închidere care de asemenea nu se tipăreşte.

6.3.6. *Instrucţiunea de dispunere*

6.3.6.1. *Sintaxa formatului de dispunere*

⟨semn de dispunere⟩ : : = B | / | ×

⟨indicator de dispunere⟩ : : = ⟨repetor⟩ ⟨semn de dispunere⟩ | ⟨indicator de dispunere⟩⟨repetor⟩ ⟨semn de dispunere⟩

⟨format de dispunere⟩ : : = ' ⟨indicator de dispunere⟩'

6.3.6.2. *Semantică*

În formatul de dispunere, semnul B indică un interval (spaţiu), semnul/indică trecerea la începutul liniei următoare, semnul X, trecerea la începutul paginii următoare.

Toate aceste operaţii se îndeplinesc în ordinea în care sînt date în format (de la stînga la dreapta). Dacă în faţa unei operaţii apare repetorul, atunci această operaţie se îndeplineşte de numărul corespunzător de ori.

Al treilea parametru actual al instrucţiunii de dispunere (dacă există) determină numărul de repetiţii al ansamblului operaţiilor date prin formatul de dispunere.

6.4. *Procedura de aliniere*

6.4.1. *Sintaxă*

⟨instrucţiune de aliniere⟩ : : = MARG (⟨canal⟩, ⟨expresie aritmetică⟩, ⟨expresie aritmetică⟩, ⟨expresie aritmetică⟩, ⟨expresie aritmetică⟩ ⟨expresie aritmetică⟩) | MARG (⟨canal⟩, ⟨expresie artimetică⟩ ⟨expresie aritmetică⟩, ⟨expresie aritmetică⟩, ⟨expresie aritmetică⟩, ⟨expresie aritmetică⟩ ⟨expresie aritmetică⟩, ⟨expresie aritmetică⟩) | L MARG (⟨canal⟩, ⟨variabilă⟩, ⟨variabilă⟩, ⟨variabilă⟩, ⟨variabilă⟩, ⟨variabilă⟩, ⟨variabilă⟩)

6.4.2. *Semantică*

Cu fiecare canal de tipărire este asociat un anumit standard de aliniere a informaţiei care se tipăreşte. Această aliniere se caracterizează prin 6 parametri: dimensiunea cîmpului liber din stînga paginii, lungimea care se tipăreşte, dimensiunea cîmpului liber din dreapta paginii, dimensiunea cîmpului liber de sus al paginii, numărul de linii care se tipăresc pe o pagină, şi dimensiunea cîmpului liber de jos al paginii.

Parametrii actuali ai instrucţiunii L MARG dau dimensiunile respective în ordinea în care au fost scrise mai sus. Pentru schimbarea acestor dimensiuni se foloseşte procedura MARG. Ultimul parametru actual (în cazul cînd sînt 8) dă numărul paginii cu care începe. Dacă acest parametru actual nu există, atunci se începe cu pagina 1.

6.5. *Proceduri de înscriere a datelor*

6.5.1. *Sintaxă*

⟨instrucţiune de înscriere a datelor⟩ : : = INPUT (⟨canal⟩, ⟨lista obiectelor de intrare⟩)

⟨lista obiectelor de intrare⟩ : : = ⟨obiect de intrare⟩ | ⟨lista obiectelor de intrare⟩, ⟨obiect de intrare⟩

⟨obiect de intrare⟩ : : = ⟨identificator de tablou⟩ | ⟨variabilă simplă⟩ | ⟨variabilă cu indici⟩

6.5.2. *Semantica instrucţiunii de înscrierea datelor*

Această instrucţiune produce introducerea datelor numerice, logice sau textelor priu canalul al cărui număr este definit de primul parametru actual. Forma în care trebuie pregătite aceste date se descrie în 6.5.3.

Variabilele simple şi identificatorii de tablou corespund grupurilor de date numerice sau logice, variabilele cu indici corespund grupurilor de texte.

Dacă numărul datelor într-o grupă depăşeşte dimensiunile definite dinamic prin declaraţii, atunci rezultatul executării instrucţiunii de înscriere a datelor nu este definit.

6.5.3. *Grupuri de date*

⟨element de înscriere a numerelor⟩ : : = ⟨număr⟩ | ⟨comentariu⟩ ⟨număr⟩

⟨grup de date numerice⟩ : : = ⟨element de înscriere a numerelor⟩ ; | ⟨element de înscriere a numerelor⟩, ⟨grup de date numerice⟩

⟨element de înscriere a valorilor logice⟩ : : = ⟨valoare logică⟩ | ⟨comentariu⟩ ⟨valoare logică⟩

⟨grup de date logice⟩ : : = ⟨element de înscriere a valorilor logice⟩ ; | ⟨element de înscriere a valorilor logice⟩, ⟨grup de date logice⟩

⟨comentariu deschis⟩ : : = ⟨literă⟩ | ⟨comentariu deschis⟩ ⟨orice simbol în afară de „ : ” „ =” sau „ : =”⟩

⟨comentariu⟩ : : = ⟨comentariu deschis⟩ : | comentariu deschis⟩ = | ⟨comentariu deschis⟩ : =

⟨grup de texte⟩ : : = ⟨şir⟩

6.6. *Procedura TEXT*

6.6.1. *Sintaxă*

⟨instrucţiune de text⟩ : : = TEXT (⟨şir⟩, ⟨variabilă cu indici⟩)

6.6.2. *Semantică*

Procedura TEXT asociază elementelor succesive ale unui tablou, care începe cu elementul indicat de-al doilea parametru formal, numere întregi care corespund simbolurilor succesive ale şirului care este primul parametru actual (inclusiv ghilimelele exterioare).

BIBLIOGRAFIE

[1] *Revised report on the algorithmic language ALGOL 60.* Com. ACM, 6, nr. 1, 1963, p. 1–17.

[2] Constantinescu, P. *Introducere în programarea automată.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[3] Vaida, D. *Limbajul algoritmic elaborat de grupul GAMS.* In: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1966, p. 133–136.

Ing. C. NITU

# Asupra performanţelor unui sistem automat

În analiza şi sinteza unui sistem automat se consideră că parametrii blocurilor componente au valori nominale, adică se neglijează abaterile de la aceste valori şi se determină structura sistemului şi valorile nominale ale tuturor parametrilor în vederea satisfacerii performanţelor impuse. În realitate parametrii variind între anumite limite, vor varia şi performanţele de la valoarea prescrisă. Deci la un sistem este foarte important să se cunoască relaţia de dependenţă dintre toleranţele performanţelor şi toleranţele parametrilor blocurilor componente. Pe baza acestei relaţii se pot studia două probleme. Prima problemă constă în determinarea toleranţelor parametrilor tuturor blocurilor sistemului, astfel ca toleranţele performanţelor să nu depăşească anumite valori prescrise. După determinarea toleranţei parametrului de ieşire pentru fiecare bloc se trece la proiectarea şi determinarea toleranţelor elementelor acestuia. Prin urmare, pentru fiecare bloc proiectat elementele componente (electrice, mecanice) vor avea asemenea toleranţe încît toleranţa parametrului de ieşire va fi în limitele admisibile. Prin aceasta se asigură şi cunoaşterea condiţiilor de interşanjabilitate a blocurilor. A doua problemă constă în determinarea toleranţelor performanţelor unui sistem atunci cînd se cunosc toleranţele parametrilor blocurilor componente. Aceasta este o problemă de analiză a unui sistem şi se foloseşte în studiul unui sistem în funcţiune.

Un sistem automat este caracterizat prin mai multe performanţe, însă deoarece metoda de calcul este aceeaşi, în continuare ne vom rezuma la analiza unei singure performanţe. Astfel, fie $Q$ un indice care caracterizează o performanţă a sistemului şi care este o funcţie de parametrii blocurilor componente $a_1, a_2 \ldots a_n$, adică :

$$Q = f\ (a_1, a_2, \ldots a_n). \qquad (1)$$

În cazul unui sistem automat, $Q$ poate fi eroarea staţionară, suprareglajul etc. În relaţia (1) intră numai valorile nominale ale tuturor parametrilor, prin urmare este caracterizată o situaţie ideală. Însă valoarea fiecărui parametru $a_i$ are o anumită abatere $\Delta a_i$ de la valoarea nominală. Notînd cu indice zero valorile nominale, relaţia devine :

$$Q_0 + \Delta Q = f(a_{10} + \Delta a_1\,;\ a_{20} + \Delta a_2 \ldots a_{n0} + \Delta a_n), \qquad (2)$$

unde $\Delta Q$ este abaterea valorii performanţei datorită abaterilor $\Delta a_i$ de la valorile nominale. Vom considera că abaterea unui parametru este mult mai mică decît valoarea lui nominală. Dezvoltăm funcţia (2) în serie Taylor şi cu

aproximaţie reţinem primii termeni, deoarece putem neglija termenii conţinînd produsul sau puterile unor abateri. După ce din relaţia obţinută scădem relaţia (2), avem :

$$\Delta Q = \frac{\partial f(a_1 a_2 \ldots a_n)}{\partial a_1}\Delta a_1 + \frac{\partial f(a_1 a_2 \ldots a_n)}{\partial a_2}\Delta a_2 + \ldots + \frac{\partial f(a_2 a_1 \ldots a_n)}{\partial a_n}\Delta a_n . \quad (3)$$

Pentru a exprima erorile în valori relative, împărţim relaţia (3) cu relaţia (1) şi obţinem :

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f(a_1 a_2 \ldots a_n)}{\partial a_i} \times \frac{a_i}{f(a_1 a_2 \ldots a_n)} \times \frac{\Delta a_i}{a_i} = \sum_{i=1}^{n} b_i \cdot \frac{\Delta a_i}{a_i} . \quad (4)$$

Relaţia (4) defineşte dependenţa abaterilor relative ale unei performanţe în funcţie de abaterile relative ale parametrilor blocurilor componente.* Coeficienţii $b_i$ caracterizează gradul de influenţă a erorii unui parametru asupra erorii relative a performanţei analizate. Din ecuaţia (4), care este relaţia de bază în calculul toleranţelor, reiese că pentru micşorarea abaterii relative a unei performanţe este necesară reducerea la minimum a numărului de blocuri componente şi micşorarea abaterilor relative ale parametrilor blocurilor componente.

Calculul toleranţelor cu ajutorul relaţiei (4) se poate efectua prin mai multe metode. Astfel conform metodei maximului-minimului, abaterile relative din relaţia (4) se înlocuiesc cu toleranţele parametrilor respectivi, obţinînd astfel ecuaţia toleranţelor :

$$\delta\left(\frac{\Delta Q}{Q}\right) = \sum_{i=1}^{n} b_i\, \delta\left(\frac{\Delta a_i}{a_i}\right), \quad (5)$$

unde $\delta\left(\frac{\Delta Q}{Q}\right)$ şi $\delta\left(\frac{\Delta a_i}{a_i}\right)$ sînt valorile relative ale unei jumătăţi din abaterile probabile, adică tocmai toleranţele pentru performanţa şi parametrii sistemului. Deoarece calculul toleranţelor după această metodă se face pentru cazurile extreme cele mai defavorabile, se obţin toleranţe foarte mici pentru parametrii analizaţi. În realitate toleranţele au un caracter aleatoriu şi probabilitatea apariţiei unei combinaţii de parametri cu valori extreme este redusă. Din aceste motive în calculul toleranţelor se foloseşte calculul probabilităţilor. Astfel, pe baza legilor de distribuţie a abaterilor parametrilor, a gradului lor de interdependenţă şi în funcţie de riscul ce rezultă din considerarea unui anumit cîmp de toleranţă, se demonstrează [1], [6] că ecuaţia toleranţelor se obţine direct din ecuaţia erorilor. De exemplu, în cazul cînd fiecare parametru are o lege normală de distribuţie a abaterilor, cu centrul în mijlocul cîmpului de toleranţe, şi cînd se pot neglija corelaţiile dintre abaterile parametrilor, toleranţa performanţei este determinată de toleranţele parametrilor blocurilor componente cu ajutorul relaţiei (6) :

$$\delta\left(\frac{\Delta Q}{Q}\right) = \sqrt{\sum b_i^2 \cdot \delta^2\left(\frac{\Delta a_i}{a_i}\right)} . \quad (6)$$

În concluzie, pentru determinarea ecuaţiei toleranţelor este necesară cunoaşterea relaţiei de dependenţă dintre performanţa analizată şi parametrii blocurilor sistemului. În cazul unui sistem automat liniar şi de o complexitate redusă, aceasta se poate face relativ simplu după metoda arătată. Cînd sistemul automat este foarte complex şi nu dispunem de o maşină numerică de calcul, metoda prezentată devine laborioasă. Dacă sistemul mai conţine şi unele neliniarităţi care însă se pot liniariza în punctul de funcţionare, cea mai indicată metodă este studiul sistemului prin modelare. Pe baza modelului analogic al unui sistem automat complex se poate determina relaţia de dependenţă a performanţei în funcţie de ceilalţi parametri utilizînd metodele factoriale de organizare a experienţelor [3], [4], [5].

În continuare se prezintă un exemplu de utilizare a metodei relatate pentru studiul toleranţelor performanţelor unui sistem automat, avînd funcţia de transfer a sistemului închis cu doi poli dominanţi. Exemplul este destul de general deoarece orice sistem automat liniar poate fi echivalat cu un sistem avînd funcţia de transfer a sistemului închis cu doi poli dominanţi [2]. Se dă un sistem automat (fig. 1),

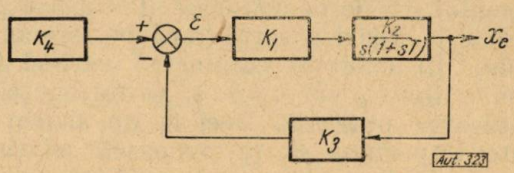



Fig. 1

care satisface performanţele impuse : eroare staţionară nulă, factor de amplificare $K_v > K_{vi}$, suprareglaj $\sigma < \sigma_i$. Funcţia de transfer a sistemului închis cu reacţie unitară este :

$$Y_{02}(s) = \frac{K_1 K_2 K_3}{s^2 + sT + K_1 K_2 K_3} . \quad (7)$$

Identificînd cu un sistem echivalent de ordinul doi [2] cu funcţia de transfer $Y_{02}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\,\omega_n s + \omega_n^2}$, obţinem :

$$\omega_n = \sqrt{K_1 K_2 K_3} \; ; \quad \xi = \frac{T}{2\sqrt{K_1 K_2 K_3}} .$$

* In mod analog se defineşte noţiunea de sensibilitate.

Astfel, de exemplu, pentru factorul de amplificare avem [2]:

$$K_v = \frac{\omega_n}{2\xi} = \frac{K_1 K_2 K_3}{T}. \qquad (8)$$

În cazul acestui sistem cu un pol în origine, condiţia ca sistemul să menţină mărimea prescrisă care este indicată pe programator este:

$$K_4 = K_3.$$

Se pun două probleme. Conform primei probleme se cere să se determine toleranţele programatorului şi ale traductorului de reacţie, astfel ca mărimea prescrisă să fie menţinută cu o toleranţă de 1%. În acest caz se poate vedea că:

$$\delta\left(\frac{\Delta x_a}{x_a}\right) = \sqrt{\delta^2\left(\frac{\Delta k_4}{k_4}\right) + \delta^2\left(\frac{\Delta k_3}{k_3}\right)}.$$

Considerînd toleranţele traductorului de reacţie şi ale programatorului egale, obţinem:

$$\delta\left(\frac{\Delta k_4}{k_4}\right) = \delta\left(\frac{\Delta k_3}{k_3}\right) \leqslant \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Deci, pentru reglarea mărimii $x_e$ cu precizia de 1%, este necesar ca traductorul şi programatorul (cu o rezervă oarecare) să fie construiţi cu toleranţa de 0,5%. Conform celei de-a doua probleme se cere să se determine care trebuie să fie toleranţa factorului de amplificare $K_1$, ştiind că toleranţa performanţei este $\delta\left(\frac{\Delta K_v}{K_v}\right) = 10\%$, iar toleranţa factorului de amplificare a instalaţiei datorită preciziei de determinare $\delta\left(\frac{\Delta K_2}{K_3}\right) = 5\%$ şi toleranţa constantei de timp a instalaţiei $\delta\left(\frac{\Delta T}{T}\right) = 5\%$. Scriind ecuaţia erorilor pentru (8) şi trecînd la valori relative, obţinem:

$$\frac{\Delta K_v}{K_v} = \frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta K_2}{K_2} - \frac{\Delta T}{T} + \frac{\Delta K_3}{K_3},$$

de unde toleranţa parametrului analizat va fi:

$$\delta\left(\frac{\Delta K_1}{K_1}\right) \leqslant$$

$$\leqslant \sqrt{\delta^2\left(\frac{\Delta K_v}{K_v}\right) - \left[\delta^2\left(\frac{\Delta K_2}{K_2}\right) + \delta^2\left(\frac{\Delta K_3}{K_3}\right) + \delta^2\left(\frac{\Delta T}{T}\right)\right]}.$$

Înlocuind valorile toleranţelor cunoscute, obţinem:

$$\delta\left(\frac{\Delta K_1}{K_1}\right) \leqslant 7{,}1\%.$$

Toleranţa factorului de amplificare a amplificatorului se utilizează, în proiectarea acestuia, la alegerea toleranţelor elementelor componente (registre, capacităţi, parametrii lămpilor, tranzistoarelor). Pentru aceasta se procedează în mod identic la determinarea relaţiei de dependenţă dintre factorul de amplificare şi parametrii elementelor componente, cu ajutorul căreia se găseşte ecuaţia toleranţelor. Cunoaşterea toleranţelor elementelor unui amplificator duce la o utilizare raţională a elementelor cu precizie mare, asigurînd în acelaşi timp obţinerea performanţelor dorite. În mod identic se poate proceda şi pentru determinarea toleranţelor celorlalte performanţe ale sistemului automat. Dacă expresia parametrului analizat conţine funcţii de parametri ale căror toleranţe sînt cunoscute, atunci, spre deosebire de exemplul dat, coeficienţii $b_i$ au valori diferite de 1 şi sînt în general neegali.

## Concluzii

Pentru analiza toleranţelor performanţelor unui sistem automat sînt necesare relaţiile de dependenţă dintre performanţe şi parametrii sistemului. În cazul unui sistem automat relativ simplu se poate scrie direct ecuaţia toleranţelor, iar pentru un sistem automat deosebit de complex ca structură se pot determina relaţii adecvate folosind metodele factoriale de explorare pe modelul analogic al sistemului. Pe baza ecuaţiilor toleranţelor se poate determina care trebuie să fie precizia de realizare a fiecărui bloc al sistemului automat, astfel ca performanţele sistemului în ansamblu să varieze în limite admisibile. Acest studiu este deosebit de util în special în cazurile cînd este necesară determinarea toleranţelor pentru performanţele unui sistem automat luînd în considerare influenţa temperaturii mediului exterior, a îmbătrînirii etc. Dacă toleranţele performanţelor sistemului variază în limite inadmisibile, atunci este oportună folosirea principiilor de construire a sistemelor adaptive în vederea obţinerii unor performanţe superioare.

### BIBLIOGRAFIE


[1] Gusev, V. P. ş.a. *Rasciot elektriceskih dopuskov radioelektronnoi apparaturi*. Moscova, ed. Sovietskoe radio, 1963.

[2] Călin, S. *Calculul şi construcţia regulatoarelor*. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[3] Nalimov, V. V., Cernova, N.A. *Statisticeskie metodi planirovania ekstremalnih eksperimentov*. Moscova, ed. Nauka, 1965.

[4] Nitu, C. *Optimalnoe upravlenie s pomosciu analogovih ustroistv, vipusk 12*. Moscova, MEI, 1965.

[5] Davies, O. L. *The design and analysis of industrial experiments*. New York, Hafner, 1956.

[6] Mihoc, G. *Elemente de calculul probabilităţilor*. Bucureşti, Ed. tehnică, 1959.

# ACTUALITĂŢI

## Actualităţi în construcţia de transistoare de putere
## Transistoare cu bază „hometaxială"

Fenomenul care produce cele mai multe dificultăţi constructorilor de transistoare de putere este străpungerea a doua. Degradarea transistorului ca urmare a acestei străpungeri este ireversibilă, ea fiind datorită formării unor „puncte fierbinţi" în interiorul structurii, în regiunile în care apar concentrări ale densităţii de curent.

Pentru a reduce efectele concentrării injecţiei pe periferia emitorului (la funcţionarea cu joncţiunea emitor-bază deschisă) sau în centrul ei (la funcţionarea cu joncţiunea emitor-bază blocată), la firma R.C.A. s-au elaborat transistoare de putere, difuzate, cu baza dopată uniform cu impurităţi.

Lipsa cîmpului electric în bază şi grosimea relativ mare a bazei fac ca fluxul de purtători minoritari injectat neuniform de emitor să se redistribuie înainte de a intra în regiunea de trecere (cu cîmp electric) a colectorului.

Deşi atît grosimea relativ mare a bazei, cît şi lipsa cîmpului electric antrenant în bază limitează proprietăţile de frecvenţă ale transistorului, soluţia s-a dovedit a fi avantajoasă pentru prevenirea străpungerii a doua, cu atît mai mult cu cît soluţia tehnologică găsită pentru obţinerea structurilor *npn* de arie mare, cu baza uniform dopată, prezintă avantajul suplimentar al simplităţii; structurile sînt obţinute printr-o singură difuziune cu impurităţi donoare, pe ambele feţe ale unei plăcuţe de siliciu uniform dopată (prin tragere) cu impurităţi acceptoare.

În această tehnologie s-au realizat transistoare de putere cu curenţi de colector pînă la 30 A şi cu frecvenţa de lucru pînă la 50 kHz, denumite comercial „hometaxial-base transistors" (axial hommogenously base).

Recent, R.C.A. a anunţat aplicarea încapsulării în plastic la transistoare cu bază „hometaxială" avînd puterea disipată maximă de 83 W.

*Transistorul „învelit" (overlay transistor)*

O problemă fundamentală pentru transistoarele de înaltă frecvenţă de putere este concentrarea injecţiei emitorului pe periferia lui, care apare la curenţi mari datorită căderii de tensiune transversale din bază. Din această cauză, densitatea de curent care se stabileşte pe periferia emitorului la un curent de emitor dat este mult mai mare (la curenţi mari) decît cea la care ne-am aştepta în cazul unei distribuţii uniforme a curentului pe suprafaţa emitorului.

Funcţionarea transistorului la densităţi mari de curent este limitată principial de fenomenele la niveluri mari de injecţie (care se manifestă, evident, prin scăderea factorului de amplificare în curent). În plus, funcţionarea transistorului la frecvenţe înalte reclamă suprafeţe cît mai mici ale joncţiunilor.

Este evident că, pentru a avea simultan densităţi moderate ale curentului de emitor şi suprafeţe mici ale joncţiunilor, este necesar ca structura transistorului să aibă un raport perimetru (al emitorului)/arie (a emitorului) cît mai mare.

Prima soluţie a fost construirea unor geometrii speciale ale emitorului (pieptene, stea, frunză) care oferă un raport perimetru/arie mare.

În ultimul timp s-a trecut (întîi R.C.A., apoi majoritatea firmelor constructoare de transistoare de înaltă frecvenţă de putere) la o nouă soluţie prin adoptarea aşa-numitei tehnologii „overlay". De fapt, noua tehnologie nu este decît o perfecţionare adusă soluţiei cu emitor în pieptene: fiecare dinte al pieptenului-emitor se fragmentează în mai multe emitoare care se leagă în paralel, ceea ce dă o mărire suplimentară a raportului perimetru/arie. Legarea în paralel nu se mai poate face prin conexiuni obişnuite din cauza dimensiunilor extrem de mici ale emitoarelor elementare, ci printr-o metalizare („învelire") depusă peste stratul de oxid şi aliată cu emitoarele prin ferestre în oxid (fig. 1).

Primul transistor executat în această tehnică la R.C.A. (2N 3375, planar-epitaxial) are 156 de emitoare realizate pe o suprafaţă de 0,26 mm², fiecare emitor avînd dimensiunile $13 \times 13\ \mu$; pe un disc de siliciu de dimensiunile unei monede se execută circa 1 000 de transistoare 2N 3375.

Obţinerea tehnologică a unei asemenea geometrii necesită precizii deosebit de mari la operaţiile de poziţionare a filmelor pentru mascare, de ordinul unui micron.

Transistorul menţionat are o frecvenţă de tăiere de 500 MHz şi o putere disipată maxim admisibilă de 11,6 W la 25°C, însă s-au realizat şi transistoare cu 1 000 MHz frecvenţă limită şi 12 W putere disipată (VX 168-10, cu 168 de emitoare).

În luna martie 1967 a fost anunţată (R.C.A.) livrarea comercială a unor transistoare de putere de tip „overlay" cu frecvenţă de tăiere de 400 MHz şi putere disipată maxim admisibilă de 15 W, încapsulate în plastic.

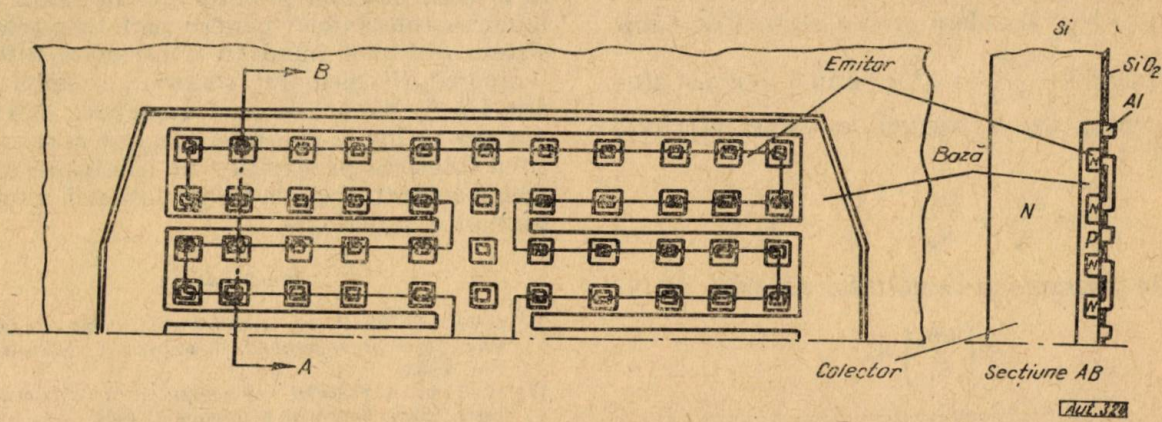



Fig. 1

BIBLIOGRAFIE

[1] Carley, D. R. ş.a. *The overlay transistor.* În: Electronics, 23 aug 1965.
[2] *Hometaxial base transistors.* În: Electronics, 14 nov 1966.
[3] *R.C.A. Where the action is plastic.* În: Electronics, 20 mart 1966.

*C. Bulucea*

# Introducerea calculatoarelor în industria hîrtiei

În octombrie 1966 a avut loc la Anvers un congres internaţional consacrat automatizării în industria hîrtiei, cauciucului şi maselor plastice. Una dintre secţiunile acestui congres s-a ocupat exclusiv cu introducerea calculatoarelor în industriile respective.

Ca această introducere să fie posibilă este necesar ca în prealabil să se facă următoarele [1]:

— să se găsească un model matematic al procesului;

— să se stabilească strategia de aplicat pentru ca să se obţină un optim bazat pe un criteriu prestabilit.

Toate detaliile acestei proceduri nu par a fi, în stadiul actual, complet clarificate. Cu toate acestea calculatoarele instalate pentru conducerea procesului în fabricile de hîrtie au ajuns, la începutul anului 1966, la 34, dintre care 24 în S.U.A., 8 în Europa şi 2 în alte continente. Deşi numărul lor este, procentual, mult mai mic decît în alte industrii (metal, chimie, petrol), totuşi tendinţa este foarte accentuată în ultimii ani.

Din punct de vedere tehnologic sînt două motive principale pentru care în industria hîrtiei calculatoarele nu pot fi introduse nici repede şi nici uşor. În primul rînd, marea complexitate a procesului, cu mulţi parametri corelaţi, şi în al doilea rînd, lipsa de aparate de măsură adecvate pentru a face unele determinări cheie în flux continuu. Se estimează însă că pînă în 1970 vor fi aproximativ 200 de calculatoare în această industrie, dintre care probabil 85 în Europa.

Problemele care se pun sînt următoarele:

— *Producţia de pastă.* Acest produs are deseori mari variaţii de calitate, ceea ce produce numeroase dificultăţi în fabricarea hîrtiei. Din această cauză se obţin beneficii economice considerabile dacă se reglează producţia de pastă. Dificultatea în a stabili o automatizare eficientă este provocată de lipsa de instrumente adecvate complexităţii acestui produs. Nu sînt perspective îmbucurătoare, cel puţin în viitorul apropiat. În orice caz, cel mai mare efort a constat pînă acum în introducerea calculatoarelor în fierbătoarele pe principii chimice [2]. Calculatoarele ocolesc problema măsurării directe prin capacitatea lor de a calcula parametrii nemăsurabili prin calcule făcute asupra altor parametri măsurabili. Pe de altă parte, din cauza constantelor de timp mari în acest proces, un sistem de reglare convenţional nu este adecvat şi este necesară o automatizare predictivă care poate fi făcută de un calculator întrebuinţînd un model.

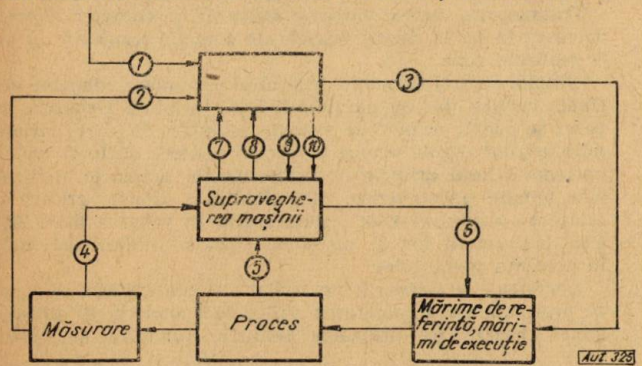



Fig. 1. Schema conducerii cu calculator a unei maşini care produce 50 000 t/an:

*1* — mărimi de referinţă pentru programe de supraveghere; *2* — mărimi de la instrumentele de măsură; *3* — semnale din calculator; *4* — semnale spre dispecerii maşinii; *5* — observaţii ale dispecerilor asupra funcţionării; *6* — comenzi transmise de dispeceri; *7* — comenzi de la dispeceri pentru schimbarea referinţelor; *8* — cerinţe făcute de dispeceri pentru a obţine informaţii; *9* — obţinerea informaţiilor cerute la *8* în formă de mesagii imprimate; *10* — alarmă (mesagii imprimate sau vizuale), informaţii pentru conducerea maşinii.

— *Maşinile de hîrtie* (fig. 1). Calculatoarele au început să aibă un rol important în acest proces [3], [4] şi aceasta datorită posibilităţii de a exploata avantajele conducerii numerice (D.D.C.), preluării operaţiilor de alarmă, pornire, înregistrare şi totalizare a producţiei. În unele cazuri, recuperarea investiţiei în calculator s-a făcut în doi ani şi uneori mai repede.

Tendinţele pentru viitorul apropiat, ţinînd seamă că se consideră acum calculatorul drept un auxiliar important în această direcţie, par a fi următoarele:

— se va întrebuinţa calculatorul pentru o conducere mai completă a producţiei;

— se vor strînge informaţii tehnice în vederea introducerii calculatoarelor on-line în proces, în ce priveşte toţi parametrii.

Trebuie totuşi observat că aceste progrese sînt legate şi de un suport teoretic. Dezvoltarea teoretică din ultimii ani nu pare însă să fie apreciată prea mult în industrie [5]. Ori, o descriere matematică a procesului este esenţială pentru a introduce calculatoarele şi a face optimizarea sistemului.

Se estimează actualmente că introducerea calculatoarelor va aduce transformări în planurile de producţie şi automatizare şi va procura tehnologilor date fundamentale asupra procesului, care nu sînt disponibile în momentul actual.

## BIBLIOGRAFIE

[1] Snow, F. A. *The future for computer control in the paper industry.* International congress on automation and instrumentation in the paper, rubber and plastics industries. Anvers, octombrie 1966.

[2] Hubbe. *Application of advanced control technique to a continuous digester.* În: TAPPI, vol. 49, nr. 5 şi 6, 1966.

[3] Bohlin, T. *Paper machine identification for purposes of computer control.* International congress on automation and instrumentation in the paper, rubber and plastics industries. Anvers, octombrie 1966.

[4] Ekström, A. *Computer control of a kraft paper machine.* International congress on automation and instrumentation in the paper, rubber and plastics industries. Anvers, octombrie 1966.

[5] Westcott, J. H. *The status of control theory.* În: Proc. of 3-rd congress of IFAC, Londra, iunie 1966.

*I. Papadache*

# RECENZII

B. CONSTANTINESCU. **Introducere în programarea automată.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1967, 224 pag., 26 fig., 20 ref. bibl.

Dezvoltarea tot mai mare a tehnicii calculului a dus la utilizarea unor maşini la care viteza de lucru este din ce în ce mai mare. Aceasta permite ca, într-un timp relativ scurt, să se efectueze lucrări de un volum considerabil pe baza unor programe din ce în ce mai complexe.

De unde la prima generaţie de calculatoare electronice se utilizau numai instrucţiuni scrise în codul maşinii, la a doua generaţie s-a trecut la programele de asamblare, pentru ca în prezent să fie răspîndită metoda programării automate. Evident, există astăzi şi cîteva calculatoare foarte mari care nu trebuie programate, ele elaborîndu-şi singure programele atunci cînd li se dă o anumită problemă. Dar acestea sînt încă excepţii corespunzînd unor cazuri izolate. În momentul de faţă, majoritatea calculatoarelor electronice, mari, mijlocii şi uneori chiar mici, sînt capabile să accepte programe în limbajele de programare automată.

Numărul limbajelor de programare automată utilizate astăzi este foarte mare, depăşind cifra de 30. Dintre aceste limbaje se desprind însă, prin marea lor răspîndire, trei limbaje, şi anume: Algol, destinat problemelor ştiinţifice; Fortran, destinat în special calculelor numerice; Cobol, destinat problemelor economice.

Lucrarea recenzată este prima monografie apărută în literatura noastră referitoare exclusiv la programarea automată. Această monografie are la bază experienţa îndelungată a autorului la calculatorul Atlas (Anglia).

Lucrarea este concepută în mod logic în şase capitole şi trei anexe.

După ce în primul capitol se arată ce este programarea automată, în capitolul 2 se dau simbolurile de bază ale limbajului Algol. În acest scop nu se recurge la definirea axiomatică a acestui limbaj, ci se dau literele, cifrele, valorile logice, delimitatorii şi cuvintele de bază din acest limbaj. Apoi se arată care este semantica simbolurilor de bază, dîndu-se exemple privind atît unele probleme simple, cît şi programe mai dezvoltate. Capitolul 3 se ocupă în exclusivitate de instrucţiunile în Algol, arătînd care este organizarea structurii programelor în Algol, care sînt instrucţiunile de asignare, de transfer, de clauză, de ciclare. Capitolul 4 se ocupă de declaraţii şi de proceduri. Capitolul 5 este intitulat „Principii de alcătuire a programului translator". Ultimul capitol al lucrării dă o serie de programe privind în special problemele studiate mai mult de autor. În această categorie intră, de exemplu, problema clasificării. În acelaşi capitol se dau programe pentru rezolvarea unui sistem de ecuaţii liniare şi programul pentru găsirea maximelor unei funcţii.

În anexe se dau lista cu instrucţiuni elementare utilizate la calculatoarele CIFA, o restricţie Algol pentru care programul translator este de dimensiuni reduse şi, în fine, restricţia Algol elaborată de grupul GAMS.

Lucrarea este caracterizată printr-o deosebită claritate şi competenţă. Ea este de un real folos tuturor persoanelor care doresc să utilizeze maşini electronice de calcul în activitatea lor.

*Ed. Nicolau*

V. M. KUNŢEVICI. **Sisteme automate adaptive şi extremale în impulsuri.** Kiev, 1966, 282 pag.

Sistemele automate adaptive şi extremale au mari perspective de utilizare datorită performanţelor superioare de reglare care le asigură. Folosirea dispozitivelor de calcul în sistemele automate permite rezolvarea unor probleme care nu sînt accesibile prin mijloacele convenţionale de reglare. Datorită faptului că sistemele adaptive şi extremale au fost realizate pe baza a diferite principii constructive, autorul se referă în lucrare numai la sistemele cu impulsuri.

Lucrarea cuprinde patru capitole, dintre care trei sînt destinate studiului sistemelor extremale, iar ultimul sistemelor adaptive.

Primul capitol este consacrat studiului oscilaţiilor în sistemele extremale. Făcînd o clasificare a regulatoarelor extremale (pas cu pas, cu memorarea extremului, cu autooscilaţii etc.), se prezintă diferite exemple de utilizare din industria chimică, aeronautică şi metalurgică. Domeniul larg de utilizare a regulatoarelor extremale pas cu pas impune un studiu detaliat al procesului tranzitoriu pentru diverse tipuri de instalaţii tehnologice. Dintre metodele de analiză a sistemelor neliniare se alege, pentru determinarea parametrilor autooscilaţiilor şi a duratei procesului tranzitoriu, metoda planului fazelor în diferenţe finite. Cu această metodă sînt analizate regulatoarele extremale pas cu pas pentru diferite legi de formare a mărimii de comandă. Astfel sînt analizate sistemele cu acţiune releu, cu acţiune proporţională şi cu diferite corecţii pentru îmbunătăţirea procesului tranzitoriu. Rezultatele obţinute pentru diferite tipuri de regulatoare extremale sînt generalizate prin studiul sistemelor n-dimensionale.

În capitolul 2 se face studiul sistemelor extremale în prezenţa unor perturbaţii exterioare, care duc la variaţia în timp a poziţiei extremului. Acest studiu este deosebit de important în practică. Avînd în vedere dificultăţile în analiza regulatoarelor extremale în prezenţa unor perturbaţii oarecare, se fac unele aproximări privind viteza de variaţie a poziţiei maximului. Sînt analizate performanţele diferitelor tipuri de regulatoare extremale pentru diferite legi de formare a mărimii de comandă şi pentru diferite tipuri de instalaţii.

Capitolul 3 este consacrat teoriei invarianţei sistemelor cu impulsuri. Considerînd elementele de eşantionare ideale şi sincronizate, durata tactului constantă şi condiţiile iniţiale nule, se prezintă modul de rezolvare a problemei de invarianţă.

Tratarea are, într-o oarecare măsură, un caracter teoretic, deoarece în unele cazuri reţelele de corecţie rezultate nu pot fi realizate fizic.

Ultimul capitol se ocupă de studiul sistemelor adaptive destinate instalaţiilor cu parametrii lent variabili. Deoarece autorul se ocupă numai de sisteme adaptive în care varierea parametrilor regulatorului se face în vederea obţinerii valorii extreme a unui criteriu de performanţă, sistemele analizate sînt numite parametrice. Sînt analizate diferite criterii de adaptare a parametrilor regulatorului în vederea îmbunătăţirii performanţelor şi metodele pentru studiul sistemelor în prezenţa zgomotelor.

Lucrarea este adresată inginerilor automatişti care se ocupă de proiectarea şi exploatarea mijloacelor moderne de automatizare, bazate pe utilizarea tehnicii numerice de calcul.

*C. Nitu*

V. T. FROLKIN. **Dispozitive lucrînd în impulsuri.** Moscova, ed. Maşinostroenie, 1966, 448 pag., 27 ref. bibl.

Dispozitivele lucrînd în impulsuri au o largă utilizare în radioelectronică şi automatică, tehnica calculului, electronica industrială şi fizica nucleară.

Avînd în vedere marea varietate a schemelor cu impulsuri şi a funcţiunilor acestora, în lucrarea recenzată procesele de bază şi relaţiile cantitative sînt studiate cu ajutorul schemelor generalizate şi idealizate. La studierea schemelor concrete se prezintă metodele practice de realizare a acestora, cum şi funcţionarea lor reală.

În analiza funcţionării circuitelor se foloseşte metoda de analiză bazată pe schemele liniare echivalente, plecîndu-se de la aproximarea prin segmenţi de dreaptă pe porţiuni a caracteristicilor statice ale tuburilor electronice şi ale tranzistoarelor.

Lucrarea cuprinde 15 capitole. Capitolul 1 este consacrat prezentării elementelor de bază ale impulsurilor, metodelor de formare a acestora, cum şi schemelor echivalente liniare ale tuburilor electronice şi dispozitivelor semiconductoare. Metodele de formare a impulsurilor cu ajutorul circuitelor RLC, transformatoarele de impulsuri, liniile de întîrziere şi limitatoarele de amplitudine fac obiectul capitolelor 2—4. În capitolele 5—11 sînt examinate diverse generatoare de semnale: triggere, multivibratoare, fantostroane generatoare de tensiune şi curent, liniar variabile, realizate cu tuburi şi

transistoare. Dispozitivele pentru numărarea impulsurilor şi pentru selectarea lor sînt descrise în capitolele 12 şi 13. Capitolul 14 tratează elemente logice ale calculatoarelor numerice : circuite logice cu diode, transistoare şi ferotransistoare. În capitolul 15 sînt descrise multivibratoarele şi triggerele cu diode tunel.

Lucrarea este destinată studenţilor, cum şi tuturor specialiştilor care lucrează în domeniul radioelectronicii, automaticii şi tehnicii calculului.

*A. Petrescu*

E. V. Evreinov, I. G. Kosarev. **Sisteme omogene şi universale de calcul de înaltă productivitate.** Novosibirsk, ed Nauka, 1966, 308 pag., 89 fig., 186 ref. bibl.

Mărirea continuă a productivităţii calculatoarelor electronice numerice este impusă de multitudinea şi complexitatea problemelor care apar atît în diferitele ramuri ale ştiinţei şi tehnicii, cît şi în economie. Astfel, pentru soluţionarea problemelor privind conducerea optimă a economiei sînt necesare circa $10^{16}$ operaţii aritmetice pe an, ceea ce corespunde la aproximativ $10^{9}$ operaţii pe secundă. Este evident că productivitatea unui calculator nu depinde numai de numărul de operaţii efectuate pe secundă, ci şi de alţi factori, cum sînt : volumul şi timpul de acces al memoriilor, sistemul de instrucţiuni, structura etc.

În lucrare sînt prezentate rezultatele cercetărilor autorilor în problema măririi productivităţii calculatoarelor numerice. Ideile de bază în privinţa aceasta se referă la mărirea productivităţii calculatoarelor nu prin ridicarea vitezei de lucru a elementelor componente, ci pe baza principiului efectuării în paralel a unui mare număr de operaţii ; în fond este vorba despre trecerea de la calculatorul singular la sistemul de calcul. Sistemul de calcul trebuie să se bucure de proprietatea de universalitate, în sensul obţinerii unei productivităţi ridicate în rezolvarea oricăror clase de probleme. De asemenea sistemul trebuie să aibă o siguranţă ridicată în funcţionare şi să poată fi realizat simplu din punct de vedere tehnologic.

În privinţa realizării sistemelor de calcul, autorii indică două căi :

— sisteme omogene şi universale realizate din reunirea de calculatoare universale identice, cu posibilitatea modificării structurii prin program a ansamblului ;

— medii omogene de calcul constituite din reunirea unor elemente universale, care prin program pot fi comutate pentru realizarea oricărei operaţii logice, funcţie de memorie şi conectare cu elementele vecine.

Lucrarea este împărţită în opt capitole. În primele două capitole se examinează necesitatea măririi productivităţii calculatoarelor şi căile pentru realizarea acestui deziderat. Capitolele 3 şi 4 cuprind descrierea unor proiecte de sisteme de calcul de mare productivitate, atît cu caracter specializat, cît şi universale. Sistemele universale de calcul cu structură variabilă prin program sînt studiate în capitolul 5, iar în capitolul 6, proprietăţile mediilor de calcul. Capitolul 7 conţine prezentarea particularităţilor rezolvării problemelor cu ajutorul sistemelor universale de calcul, cum şi prezentarea unui limbaj algoritmic pentru descrierea algoritmilor de rezolvare a problemelor. Exemplele privind soluţionarea pe sisteme de calcul a unor clase importante de probleme fac obiectul capitolului 8.

Cartea conţine un material valoros şi interesant. Ea se adresează specialiştilor în domeniul construcţiei de calculatoare numerice.

*A. Petrescu*

---

# DOCUMENTARE

Moll, A. P. **Sistem de afişare a datelor pentru telemăsură în timp real.** In : I.E.E.E. trans. on commun. techn. V. COM. 14, nr. 6, dec 1966, p. 843—848.

Este descris un dispozitiv de mare flexibilitate şi siguranţă în funcţionare care realizează în cadrul unui sistem de telemăsură o afişare rapidă a datelor recepţionate, prelucrate, pe o suprafaţă de vizualizare concentrată. Acest dispozitiv supraimpune simboluri alfanumerice proiectate de la o matrice de proiectoare electromecanice de date peste un format de fond proiectat de un proiector cu acces la întîmplare. Este dată schema-bloc a sistemului logicii de control al acestui dispozitiv şi este descris formatul de fond cuprinzînd intrări manuale şi automate, o memorie cu miezuri şi registre intermediare. Întîrzierea în afişare variază între 10 şi 15 secunde, depinzînd de volumul de date urmărite. Printr-un procedeu de baleiere acest timp se poate reduce la 4—5 secunde. Sînt descrise cîteva aplicaţii industriale ale dispozitivului, cum ar fi, de exemplu, la supravegherea unei conducte de gaze.

Couch, C. S., Hugh, G. M., Newton, D. J. **Aplicarea telemăsurii şi a unui calculator pentru controlul procesului în dispecerizarea gazului natural.** In : I. E. E.E. trans. on commun. techn. V. COM. 15, nr. 1, febr 1967, p. 96—102.

Articolul descrie modul în care a fost îmbunătăţită eficienţa exploatării unei conducte magistrale de gaze prin introducerea unui sistem de telemecanică şi a unui calculator on-line făcînd parte dintr-un program general de automatizare. Sînt descrise sistemul de telemecanică, modul de lucru, forma semnalelor corespunzătoare diferitelor mesaje şi durata diferitelor operaţii. Se arată modul în care este utilizat în sistem calculatorul. Sînt discutate programul de lucru şi metodele folosite pentru îmbunătăţirea exploatării prin utilizarea eficientă a posibilităţilor create. Sistemul introdus s-a arătat, după un an de exploatare, foarte valoros.

Carroll, C. C., Hall, K. L. **Măsurarea digitală a impulsurilor.** In : Electronics, v. 40, nr. 9, 1 mai 1967, p. 62—67.

Se prezintă o metodă pentru măsurarea automată, simultană, a parametrilor impulsurilor — timp de creştere, timp de cădere şi durată — cu un analizor realizat cu circuite numerice. Furnizînd indicarea numerică a parametrilor impulsurilor singulare sau care se repetă, aparatul poate fi utilizat şi pentru controlul sistemelor care lucrează în buclă închisă. Măsurările numerice cu analizorul sînt mai rapide şi mai precise decît cele bazate pe interpretarea vizuală a imaginilor impulsurilor pe oscilograf. În sistemele care lucrează în impulsuri şi la care parametrii măsuraţi reprezintă semnale de eroare, reprezentarea lor numerică poate fi folosită pentru reacţie de control. Se prezintă schema-bloc a analizorului şi modul său de lucru.

Jeanney, H. R. **Analizor de semnale cu distribuţie statistică.** In : Électronique industrielle, nr. 103, mai 1967, p. 387—391.

În numeroase cazuri este necesară cunoaşterea distribuţiei statistice în timp a variaţiilor de amplitudine a unui fenomen continuu mecanic, termic sau de altă natură. Înregistrarea tuturor valorilor ar fi extrem de complexă ; de aceea se utilizează o împărţire a domeniului de variaţie în intervale şi o numărare a tuturor momentelor în care semnalul studiat atinge fiecare prag. Aparatul prezentat poate număra de asemenea semnalele a căror variaţie depăşeşte unul sau mai multe intervale sau cele care depăşesc anumite praguri. Principalele blocuri ale aparatului sînt filtre, discriminatoare de amplitudine, circuite logice, numărătoare, alimentare stabilizată etc. Analizorul poate lucra cu numeroase dispozitive de intrare, ca amplificatoare modulate sau de curent continuu, punţi de măsură, înregistratoare cu bandă magnetică, la rîndul lor legate cu diferite tipuri de traductoare.

Zilkha, S. **Principii, aplicaţii şi tendinţe în domeniul numărătoarelor şi aparatelor de măsurat timpul electronice**, In: Instrument practice, v. 21, nr. 1—2, ian 1967, p. 61—64, febr 1967, p. 165—167.

Scopul articolului este de a da o imagine generală asupra caracteristicilor principale ale numărătoarelor şi aparatelor de măsurat timpul produse în momentul de faţă. Sînt analizate posibilităţile acestor aparate, precum şi funcţiunile care sînt uşor de introdus, fără o creştere substanţială a preţurilor aparatelor. Sînt descrise utilizările lor mai puţin obişnuite. Este prezentată o evoluţie a acestor aparate prin compararea cîtorva tipuri. Sînt discutate cîteva aplicaţii tipice în domeniul electronic şi al măsurărilor fizice, arătîndu-se că mărimile fizice care pot fi convertite prin traductoare corespunzătoare în durate de timp pot fi măsurate cu mare precizie. Sînt expuse tendinţele de dezvoltare în acest domeniu.

Martin, J. D. **Unele aspecte de proiectare a unui sistem de telemăsură şi telecomandă industrială**. In: The radio and electronic engineer, v. 32, nr. 5, nov 1966, p. 267—279.

În ultimii ani s-a produs o mare creştere în aplicarea telecomenzii şi telemăsurii la reţelele de cale ferată şi la sistemele de distribuţie a gazului, apei şi petrolului. Se folosesc acum sisteme bidirecţionale în care postul central controlează sute de parametri telemăsuraţi.

În articol sînt analizate considerentele principale care trebuie să stea la baza unui astfel de sistem complex. Echipamentul realizat trebuie să îmbine judicios îndeplinirea funcţiunilor şi siguranţa în funcţionare cu flexibilitatea şi simplitatea unui sistem general, respectarea condiţiilor de mediu, posibilităţile de fabricare şi preţul de cost redus. Avînd în vedere cantitatea mare de informaţii de transmis, se utilizează o reprezentare a lor numerică. Se consideră că modul optim de lucru pe canalul de telecomunicaţii este cel simplex. Sînt arătate motivele pentru care este preferabil un sistem în care postul central intră pe rînd, continuu, în legătură cu posturile controlate. Parametrii principali care trebuie aleşi sînt viteza de transmisie şi numărul de impulsuri pe bloc; se arată considerentele de alegere a acestora. Sînt trecute în revistă problemele legate de sincronizarea, adresarea şi codificarea sigură a telecomenzilor. Se arată importanţa detectării rapide a defectelor sistemului.

Cawkell, A. E. **Prezentarea simplificată a teoriei informaţiei şi transmisiei de date.** In; Electronic engineering, v. 39, nr. 470, apr 1967, p. 212—217; nr. 471, mai 1967, p. 302—309.

Articolul conţine o expunere a elementelor şi noţiunilor de bază cu care se operează în teoria informaţiei şi în transmisia de date: conţinutul de informaţie în sistemele discrete, capacitatea canalului, viteza de transmitere prin canalele considerate cu şi fără zgomot, semnalul discret şi continuu, entropia, filtrarea. Se descriu principiile codificării optime şi modul de alegere a parametrilor transmisiei. Se descriu de asemenea diferite coduri detectoare şi corectoare de erori, cu paritate simplă, dublă, pe două coordonate, cu pondere fixă, codul Hamming. În partea a doua se expun principiile sistemelor sincrone şi asincrone pentru transmisia de date, analizîndu-se diferite tipuri de modulaţie şi influenţa perturbaţiilor. Se expun cîteva sisteme utilizate pentru transmiterea informaţiei numerice între calculatoare şi se trec în revistă tendinţele de dezvoltare în acest domeniu.

Hiliing, A. E. **Amplificator de bandă largă cu transistoare.** În: Electronic engineering, v. 39, nr. 472, iun 1967, p. 352—355.

Amplificatoarele de bandă largă sînt mult folosite în echipamentele de telecomunicaţii cu mai multe canale. În articol se prezintă un amplificator care, datorită benzii sale foarte largi de frecvenţă, poate îndeplini funcţiunile mai multor amplificatoare de bandă mai îngustă şi să prezinte distorsiuni mai mici. Amplificatorul este echipat cu patru transistoare *npn* cu siliciu de tip planarepitaxial, care au factor mic de zgomot, distorsiuni reduse şi frecvenţa de tăiere de 16 Hz. Factorul de amplificare obţinut este de 21,5 $\pm$ 1,5 dB, banda de frecvenţă 50—500 MHz, factorul de zgomot 8 dB, iar raportul maxim de undă staţionară 2 pentru 50 Ω.

Datorită folosirii transistoarelor B 490 se obţin distorsiuni de ordinul trei foarte mici. Sursa de alimentare a amplificatorului are o tensiune de 36 V şi debitează 70 mA. Se studiază răspunsul la caracteristica de frecvenţă a etajelor individuale cu reacţie serie şi reacţie paralel, calculul circuitelor, distorsiunile de intermodulaţie şi posibilitatea de minimizare a lor, performanţele obţinute şi considerentele constructive de care s-a ţinut seamă la realizarea în practică.

Cowell, T. K. **Circuit electrometric cu transistoare.** În: Electronic engineering, v. 39, nr. 472, iun 1967, p. 362—366.

Se prezintă un circuit electrometric cu transistoare cu joncţiune care permite realizarea unor rezistenţe de intrare de zeci de mii de megaohmi. În circuitele convenţionale, rezistenţa maximă de intrare este limitată la valoarea rezistenţei bază-colector a primului transistor. Circuitul prezentat este format din două transistoare *pnp* care formează un dublu repetor pe emiter cuplate cu un dublu repetor pe emiter format din două transistoare *pnp*. Pentru a anula influenţa rezistenţei bază-colector, colectorul primului transistor este legat la emiterul dublului repetor *pnp*. Circuitul, folosit ca circuit de intrare pentru un voltmetru, realizează o rezistenţă de intrare de 14 000 MΩ pentru tensiuni de intrare de maximum $\pm$ 10 V. Amplificarea circuitului este 0,97, iar deriva de temperatură, 30 V/h. Pe baza aceluiaşi procedeu se pot realiza circuite care să aibă rezistenţe de intrare de milioane de megaohmi, dar în acest caz trebuie puse în cascadă mai multe transistoare pentru realizarea repetorului pe emiter, iar curentul la care lucrează primul transistor este de ordinul zecilor de picoamperi.

# INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE

## PE RUBRICI ȘI PROBLEME

## AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, 1967

### ARTICOLE ȘI NOTE


**Teoria sistemelor automate**

Interpolări pe nouă puncte (în plan) pentru ecuațiile cu derivate parțiale rezolvate prin metoda rețelelor, nr. 1, p. 23—28.

Metode de analiză a circuitelor regenerative cu diode tunel, nr. 2, p. 75—82.

O metodă pentru varierea parametrilor de acordare a regulatoarelor numerice, nr. 5, p. 233—235.

Problema comutației optimale a structurilor, nr. 5, p. 235—237.

Realizarea funcțiilor logice cu structuri ce modelează diagrama Veitch, nr. 3, p. 107—112.

Reguli de trasare a locului rădăcinilor pentru sistemul cu timp mort, nr. 6, p. 257—264

**Elementele sistemelor automate**

Asupra cuplului dezvoltat de selsinul emițător în cazul montajului selsin emițător-selsin transformator (SE—ST), nr. 3, p. 97—100.

Asupra mărimii siguranței în funcționare a circuitelor SAU—EXCLUSIV, realizate cu elemente logice, nr. 3, p. 112—115.

Modulator cu rezistență de intrare foarte mare, realizat cu diode stabilizatoare utilizate ca diode varicap, nr. 2, p. 62—69.

Obținerea aerului comprimat necesar aparaturii pneumatice de reglare, nr. 2, p. 90—92.

Asupra performanțelor unui siste mautomat, nr. 6, p. 271—273

Robinete de reglare. Comportarea în regim static și calculul de alegere, nr. 2, p. 83—90.

Studiul funcționării transistorului în regiunea de saturație, într-un regim de compensare a tensiunii reziduale emitor-colector, nr. 1, p. 4—9.

Traductor electromagnetic de oscilații elastice, nr. 3, p. 101—107.

Triggere Schmitt cu transistoare pentru circuite logice, nr. 5, p. 212—224.

Viteza de comutare a circuitului bistabil Kaenel, nr. 1, p. 29—33; nr. 2, p. 59—61.

**Aplicațiile industriale ale sistemelor automate**

Acționări cu motoare de curent continuu alimentate prin tiristoare, nr. 4, p. 156—159.

Acționări reglabile cu amplificatoare magnetice pentru motoare de mică putere, nr. 4, p. 188—190.

Aspecte ale proiectării acționărilor reglate electrice cu sisteme unificate, nr. 4, p. 139—149.

Considerații tehnico-economice asupra diferitelor tipuri de acționări reglabile, nr. 4, p. 184—188.

Echipament de reglare analogică-numerică pentru poziționarea șurubului de presare, nr. 4, p. 174—177.

Folosirea unui sistem autoadaptiv pentru stabilizarea alimentării cu gaze a sondelor în erupție artificială continuă în condiții optime, nr. 6, p. 247—256

O metodă practică de acordare a regulatoarelor UNIDIN, nr. 4, p. 190—192.

Perspectiva acționărilor automate în domeniul mașinilor-unelte, nr. 4, p. 160—163.

Reglarea autoadaptivă a acționărilor electrice, nr. 4, p. 177—182.

Reglarea turației și vitezei periferice a tăierei la strunguri carusel acționate prin motor de curent continuu cu alimentarea indusului prin amplificator magnetic, nr. 4, p, 152—155.

Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu inele colectoare prin cascadă subsincronă cu mutatoare, nr. 4, p. 163—169.

Scheme de reglare a vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit alimentate prin convertizoare cu tiristoare (CONTISIN), nr. 4. p, 169—173.

Sincronizarea vitezei și poziției acționărilor electrice cu ajutorul regulatoarelor UNIDIN, nr. 4, p. 183—184.

Stadiul actual și perspectivele cercetării proprii în domeniul acționărilor electrice reglabile, nr. 4, p. 137—138.

Utilizarea sistemului de reglare UNIDIN la acționarea electrică a transfercarelor de la laminorul bluming 1000—Hunedoara, nr. 4, p. 150—152.

**Telemecanică**

Analiza eficacității unor procedee de protecție corelativă utilizate în sistemele telemecanice cu cod de impulsuri, nr. 1, p. 1—3.

Analiza statistică a exploatării, metodă științifică de determinare a condițiilor tehnice pentru telemecanizarea proceselor de producție, nr. 1, p. 18—23.

Echipament de telemăsură ciclică numerică pentru instalațiile energetice, nr. 1, p. 10—17.

**Calculatoare electronice**

Despre limbajul Algams, nr. 6, p. 265—271

Numărător electronic nereversibil cu scădere paralelă, nr. 2, p. 70—74.

Utilizarea elementelor logice în calculatoarele analogice, nr. 5, p. 207—212.

**Programare și modelare**

Modelarea pe calculatoare analogice a sistemelor automate cu structură variabilă, nr. 6, p. 243—247

**Electronică industrială şi dispozitive**

Calculul timpilor de comutaţie pentru diode şi transistoare de fabricaţie I.P.R.S. — Băneasa, nr. 5, p. 195—203.

Cronometru electronic digital, nr. 5, p. 228—231.

Generatoare autoblocate cu înfăşurare de premagnetizare, nr. 5, p. 232—233.

Generator de impulsuri dreptunghiulare în domeniul microsecundelor, nr. 2, p. 57—59.

Generator de impulsuri şi redresor stabilizat pentru spectrometre cu detectoare cu semiconductoare, nr. 5, p. 203—206.

Multiplicator electronic, nr. 2, p. 54—57.

Spectrometru α pentru surse de mică intensitate, nr. 3, p. 115—119.

Stabilizator transistorizat de curent pentru alimentarea unui electromagnet, nr. 5, p. 226—228.

Traductor static de putere activă, nr. 2, p. 49—54.

Transistoare pe bază de straturi subţiri semiconductoare, nr. 5, p. 225—226.

**Fizică nucleară**

Acceleratoare de electroni la energii înalte şi ultraînalte, nr. 1, p. 33—45.

Asupra proiectării surselor de ioni de înaltă frecvenţă, nr. 3, p. 120—125.

**Actualităţi**

Actualităţi în construcţia de transistoare de înaltă frecvenţă, nr. 5, p. 238.

Actualităţi în construcţia de transistoare de putere, nr. 6, p. 274.

Automatizarea conducerii trenurilor, nr. 5, p. 240—241.

Automatizarea întrebuinţînd regulatoare numerice, nr. 5, p. 239.

Calculatoare hibride, nr. 1, p. 46.

Calculatoare numerice care conduc procesele tehnologice.

Dezvoltarea din perioada 1965—1966, nr. 3, p. 126.

Concepţiile actuale în schemele de automatizare ale coloanelor de distilare, nr. 1, p. 48.

Conducerea prin calculator numeric a unei fabrici de hîrtie, nr. 3, p. 126—127.

Introducerea calculatoarelor în industria hîrtiei, nr. 6, p. 275

Logica secvenţială şi aplicarea sa la sinteza automatelor finite, nr. 3, p. 125.

Optimizări în automatizarea sistemelor energetice, nr. 1, p. 46—47.

Problemele de viitor programate pentru studiere în domeniul automatizării în U.R.S.S., nr. 1, p. 47.

Producţia care justifică introducerea unei automatizări complexe cu ajutorul unui calculator numeric, nr. 3, p. 127—128.

Progrese recente în automatizarea oţelăriilor cu oxigen, nr. 5, p. 240.

Rezultatele obţinute cu introducerea calculatoarelor numerice pentru conducerea proceselor tehnologice, nr. 3, p. 128.

Sisteme electronice — sisteme pneumatice, nr. 3, p. 128—129.

**Recenzii**

Acţionări electrice de curent continuu, cu tuburi cu gaz, nr. 3, p. 132.

Aplicaţiile industriale ale calculului analogic, nr. 3, p. 130.

Automatizarea complexă, nr. 2, p. 93—94.

Calculatoare analogice de dimensiuni reduse, nr. 3, p. 132.

Calculatoare electronice analogice şi hibride, nr. 3, p. 133.

Calculul electronic al energosistemelor complexe cu ajutorul maşinilor cifrice de calcul, nr. 3, p. 130—131.

Conducerea optimală, nr. 5, p. 241—242.

Dispozitive de calcul ultrarapide, nr. 3, p. 131.

Dispozitive lucrînd în impulsuri, nr. 6, p. 276—277.

Introducere în programarea automată, nr. 6, p. 276.

Introducere în teoria circuitelor de comutaţie, nr. 3, p. 132—133.

Manual de inginerie a sistemelor, nr. 5, p. 241.

Metode numerice, nr. 3, p. 129—130.

Modelarea şi optimizarea proceselor catalitice, nr. 3, p. 132.

Reglarea optimală şi extremală, nr. 5, p. 242.

Regulatoare numerice, nr. 3, p. 131.

Semnale şi sisteme, nr. 2, p. 93.

Sisteme automate adaptive şi extremale în impulsuri, nr. 6, p. 276

Sisteme omogene şi universale de calcul de înaltă productivitate, nr. 6, p. 277

Stabilitatea sistemelor neliniare de reglare automată, nr. 2, p. 93.

Telemecanica industrială, nr. 3, p. 130.

**Documentare**

nr. 2, p. 94—95.

nr. 3, p. 133—134.

nr. 5, p. 242.

nr. 6, p. 277—278

# INDEX ALFABETIC DE AUTORI

## Automatica şi Electronica, 1967


A

Anastasiu, S.: nr. 4, p. 156 – 159, 177–182, 184–188

B

Basarab, Ş.: nr. 4, p. 174–177
Biliboacă, F.: nr. 2, p. 49–54
Boţan, V.N.: nr. 3, p. 97–100
Brăileanu, Gr.: nr. 1, p. 4–9
Bugariu, M.: nr. 4, p. 150–152

C

Căluşiţă Mioara: nr. 6, p. 257–264
Constantinescu, P.: nr. 6, p. 265–271
Constantinescu, V.: nr. 4, p. 174–177
Cserveny, I. : nr. 2, p. 49–54

D

Davidovici, M.: nr. 2, p. 54–57
Deatcu, E.: nr. 1, p. 18–23
Dobrescu, D.: nr. 3, p. 112–115
Duma, M.: nr. 1, p. 1–3
Dumitrescu, I.: nr. I, p. 23–28

E

Emanoil Doina: nr. 4, p. 163–169, 188–190

F

Felea, M.: nr. 4, p. 169–173

G

Gavăt Cornelia: nr. 4, p. 163–169
Gavăt. Şt.: nr. 4, p. 169–173, 177–182
Ghibu, C.: nr. 3, p. 107–112
Grossu, A.: nr. 4, p. 177–182

I

Ianculovici, B.: nr. 5, p. 226–228
Indreaş, Gr.: nr. 1, p. 33–45
Ionescu, T.: nr. 4, p. 156 – 159, 177–182
Iordache, S.Gh.: nr. 3, p. 101–107

L

Landau, I.D.: nr. 4, p. 150 – 152, 169–173, 177–182

M

Marinescu, N.: nr. 2, p. 75–82
Marinoiu, V.: nr. 2, p. 83–90
Mihordea, P.: nr. 4, p. 152– 155, 183–184

N

Nestorescu, D.N.: nr. 6, p. 247–256
Nicolau, Ed.: nr. 3, p. 101–107
Nistor Maria: nr. 5, p. 228–231
Nitu, C.: nr. 5, p. 233–235; nr. 6, p. 271–273

O

Olah, I.: nr. 3, p. 97–100

P

Palade, D.: nr. 2, p. 90–92
Păpureanu, S.: nr. 2, p. 57–59
Petrescu, A.: nr. 5, p. 207–212; nr. 6, p. 243–247
Ploscaru, M.: nr. 2, p. 83–90
Poenaru, D.: nr. 3, p. 115–119; nr. 5, p. 203–206
Porţeanu, M.: nr. 5, p. 212–224
Predoi, A.: nr. 4, p. 160–163
Procopovici, E.: nr. 4, p. 174–177

R

Radu, A.: nr. 2, p. 57–59
Roisman, W.: nr. 2, p, 62–69

S

Sasu, I.: nr. 1, p. 10–17
Săulescu, C.: nr. 5, p. 235–237
Sebastian, L.: nr. 3, p. 97–100
Spînulescu-Carnaru, I.: nr. 5, p. 225–226
Stănescu, C.: nr. 5, p. 225–226, 232–233
Stuparu, A.: nr, 4, p. 174–177

T

Tauth, T.: nr. 3, p. 120–125
Tătaru, E.: nr. 1, p. 29–33; nr. 2, p. 59–61
Teodoru, V.: nr. 2, p. 70–74
Tudor, V.: nr. 4, p. 150–152
Tunsoiu, Gh.: nr. 4, p. 137–138

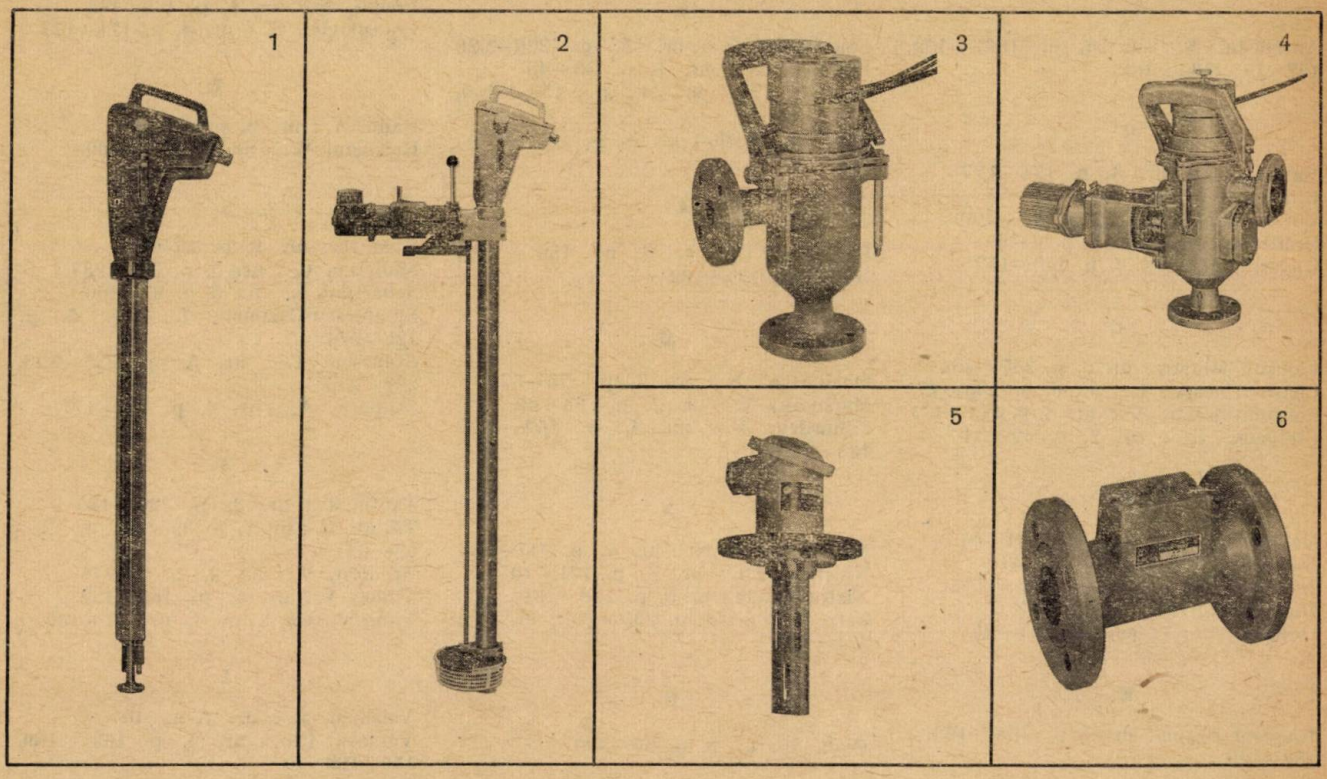
V

Vaisman, L.: nr. 1, p. 10–17
Vărzaru, Em.: nr. 4, p. 163 – 169, 188–190
Vătăşescu, A.: nr. 5, p. 195–203
Vîlcov, N.: nr. 3, p. 115–119; nr. 5, p. 203–206

W

Weinrich, G.: nr. 4, p. 139–149, 150–152, 190–192
Weiss, A.: nr. 2, p. 54–57
Wilheim, G.: nr. 4, p. 156 – 159, 184 – 188

SIEMENS




# Aparate de măsură electrometrice uzinale

Aparatele noastre de măsură uzinale pentru analize electrometrice se folosesc în toate ramurile tehnologiei de procese, în industria alimentară, cum şi în centrale electrice, instalaţii de alimentare cu apă şi instalaţii de decantare.
Pentru măsurarea uzinală de lungă durată a valorilor pH livrăm electrozi în armături imersibile (1 şi 2) sau în recipiente de parcurgere (3 şi 4). În ape murdare şi soluţii care conţin componente cu tendinţă spre sedimentare se folosesc aparate cu curăţare automată a electrozilor.
Pentru determinarea conţinutului de sare în lichide livrăm detectoare de conductibilitate în domenii de măsurare mici şi extrem de mici (5), cum şi în domenii de măsurare mijlocii (6).
Aparatul nostru de măsură pentru potenţial REDOX se aplică cu succes la tratarea automată a apelor industriale şi la determinarea gradului de oxidare al băilor de albire. Pentru electrozi se folosesc mai ales armături cu curăţare automată a electrozilor (2 şi 4).
Toate aparatele de măsură electrometrice uzinale din programul nostru de livrare au următoarele caracteristici:
Execuţie rezistentă, ceea ce garantează o siguranţă absolută chiar în condiţii extrem de grele.
Indicarea directă şi înregistrarea mărimilor de măsură independent de variaţia temperaturii şi a tensiunii.
Teletransmisia simultană a valorilor de măsură şi posibilitatea de racordare la mai multe indicatoare şi aparate de înregistrare.
Reglarea sau semnalizarea valorilor de limită cu unităţi modulare ale sistemului nostru TELEPERM, îndelung verificat.

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, Wernerwerk für Messtechnik, 75 Karlsruhe, Republica Federală a Germaniei

## Universalitate tehnică

În întreprinderile SIEMENS lucrează 250 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicaţiilor, al tehnicii de înaltă tensiune şi al tehnicii de măsurare şi reglare, de la producţia de transistoare pînă la construcţia de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic.
Cercetătorii şi inginerii noştri se străduiesc în continuu să folosească în toate sectoarele atît rezultatele cele mai noi ale cercetării, cît şi rezultatele practice obţinute într-un sector anumit.
Această universalitate a întreprinderilor SIEMENS în întregul domeniu al electrotehnicii — un semn caracteristic al succesului lor — este de un deosebit folos fiecărui client al nostru: fiecare instalaţie construită de noi, fiecare aparat produs în uzinele noastre conţine rezultatul tuturor experienţelor strînse şi valorificate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală. Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acţionări speciale, dacă aveţi intenţia să construiţi o centrală de forţă, să automatizaţi o fabrică de laminate sau să măriţi o reţea de telecomunicaţie, adică oriunde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziţie în întreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificaţi.
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

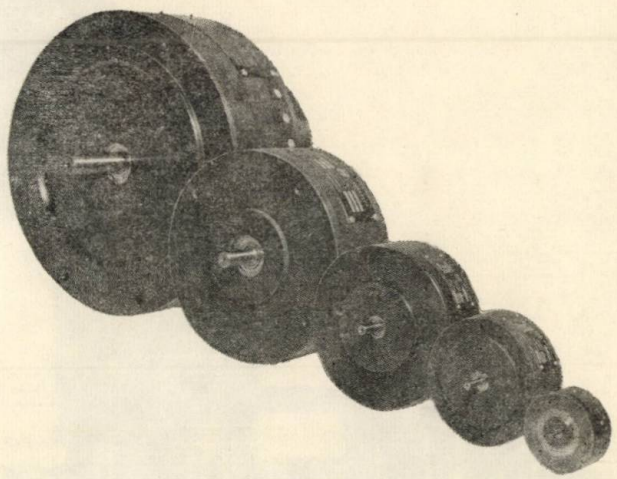
# Dacă motoarele sincrone nu pot să rezolve problema Dv., gîndiţi-vă la Motorul Imprimat!

Motoarele Imprimate sînt folosite într-un mare număr de sisteme de reglare a vitezei* pe care nu le pot rezolva motoarele sincrone sau cele asemănătoare lor. Motivele acestei reuşite sînt simple: Motoarele Imprimate dau un cuplu constant în toată gama de viteze de la 0 la 3 000 rot/min şi inerţia lor este foarte slabă.

Controlate cu ajutorul unui sistem electronic adecvat, Motoarele Imprimate permit să se realizeze servomecanisme cu foarte bune performanţe, cerute de industria electronică actuală.

Să nu citäm decît un exemplu: un Motor Imprimat, controlat de un dispozitiv „Phase lock S 1", este echivalent în ceea ce priveşte performanţele cu un motor sincron cu 2 000 de poli avînd o frecvenţă variabilă între 3 kHz şi 100 kHz! Adăugăm că, în acest caz, asta înseamnă că Motorul Imprimat îngăduie o eroare instantanee maximă de $10^{-5}$ rotaţie pentru o variaţie a sarcinii de 0,7 newton pe centimetru!

Acest exemplu demonstrează în mod evident că Motorul Imprimat permite realizarea unor



sisteme de rotaţie sincrone, unor sisteme de rotaţie cu raport de viteză constant sau variabil după program, fără să fie necesar să se execute cuplaje mecanice între diferite axe.

Pentru informaţii mai ample privitoare la aplicaţiile Motoarelor Imprimate AXEM-SERVALCO la servomecanismele de viteză şi la posibilităţile lor de a înlocui motoarele sincrone, sistemele cu frîne şi ambreiaje, motoarele pas cu pas, sistemele hidraulice sau altele... scrieţi sau telefonaţi la biroul de vînzări AXEM-SERVALCO, S. E. A., 36, quai National, PUTEAUX 92, căsuţa poştală 109, telefon 506-22-35 şi 506-43-54.

* Aplicaţii: Inregistratoare magnetice analogice de instrumentaţie. Inregistratoare VIDEO. Servomecanisme operatoare pentru calculatoare analogice. Desfăşurătoare-înfăşurătoare cu viteză sau cuplu constant...

BUREAU DE VENTE

**MOTEURS IMPRIMÉS AXEM-SERVALCO**

S.E.A. 36, Quai National, 92 PUTEAUX - France - Tél. 506-43-54, 506-22-35

RFT

electronic

**unește**

**progres și calitate**

Exportator :

HEIM ELECTRIC

Deutsche Export-und Importgesellschaft

102 Berlin, Liebknechtstrasse, 14

Republica Democrată Germană

# Condensatoare
# Ferite
# Rezistențe

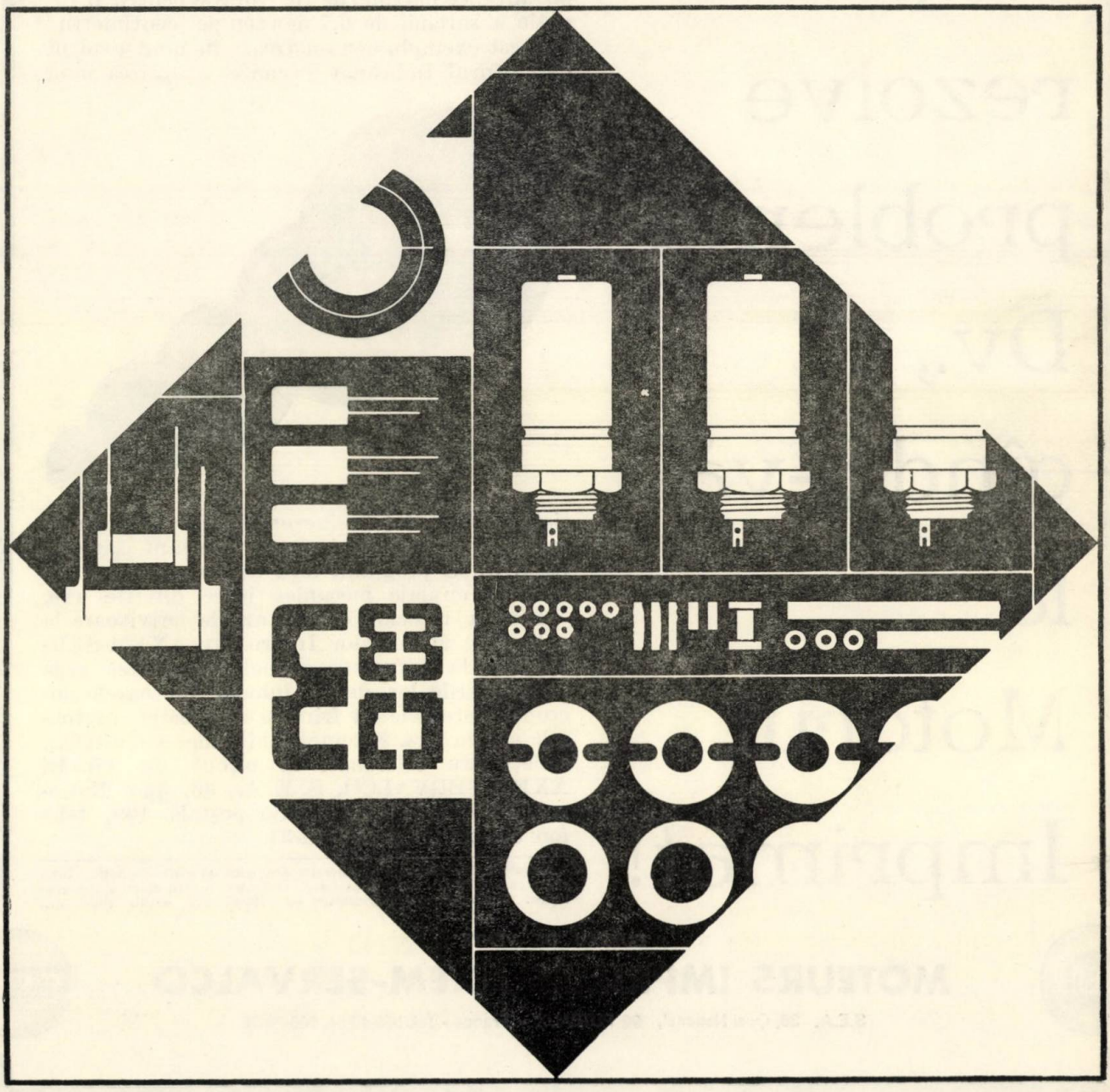
Față de elementele constructive electronice active se acordă prea puțină importanță elementelor constructive pasive.

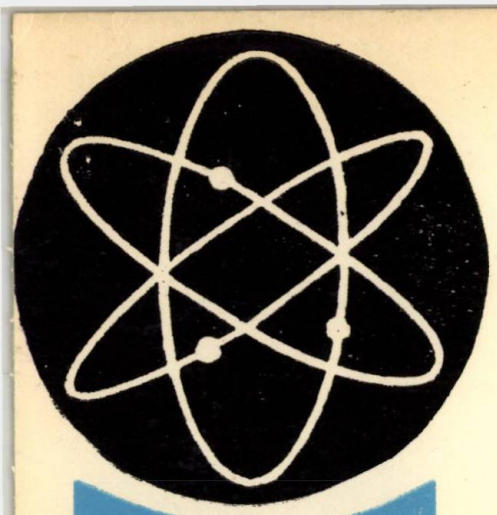
Calitatea lor determină deseori buna funcționare a unei scheme electronice.

Dați mai multă atenție elementelor constructive pasive care vă sînt necesare și alegeți-le din gama noastră completă de produse.

Adresați-vă nouă, vă vom informa cu plăcere.

*Vizitați-ne la Tîrgul din Leipzig.*





# INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

I.C.E.

primește comenzi de cercetare de aparate, instalații și materiale electronice cu utilizări în laboratoare și în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru următoarele instalații electronice:

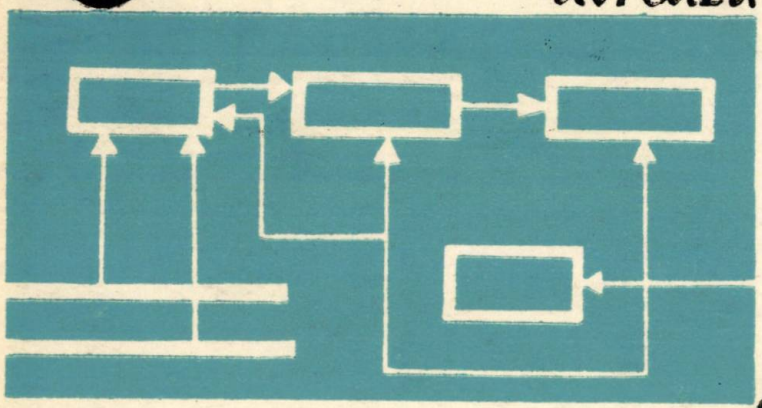
- aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice;
- instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie;
- aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze;
- materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.

**BULEVARDUL KALININ NR. 18, BUCUREȘTI**

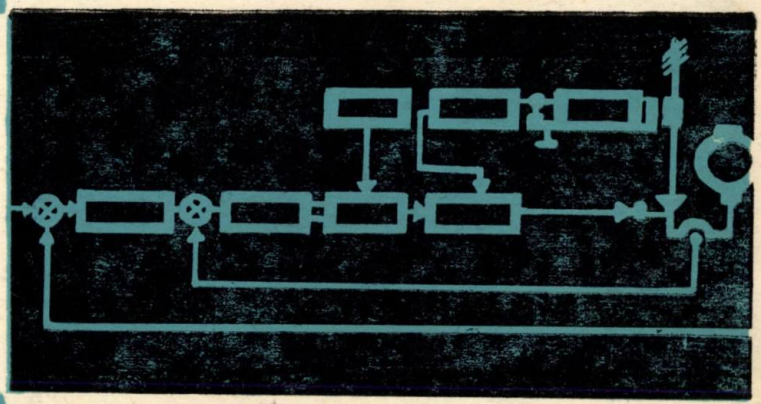
1967 DEC 20

# Grupul de automatizări

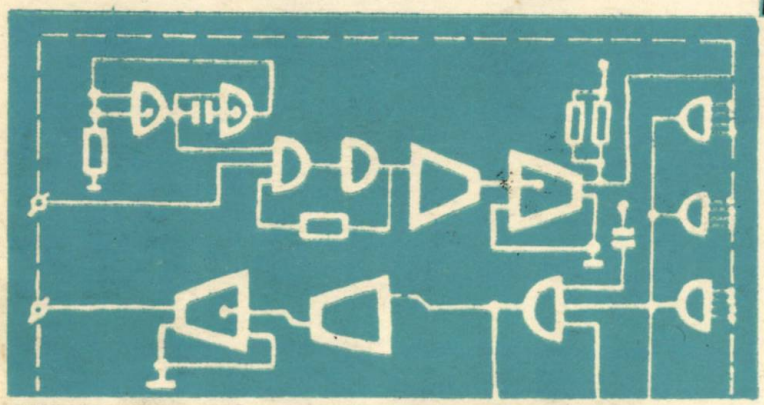
**livrează:**



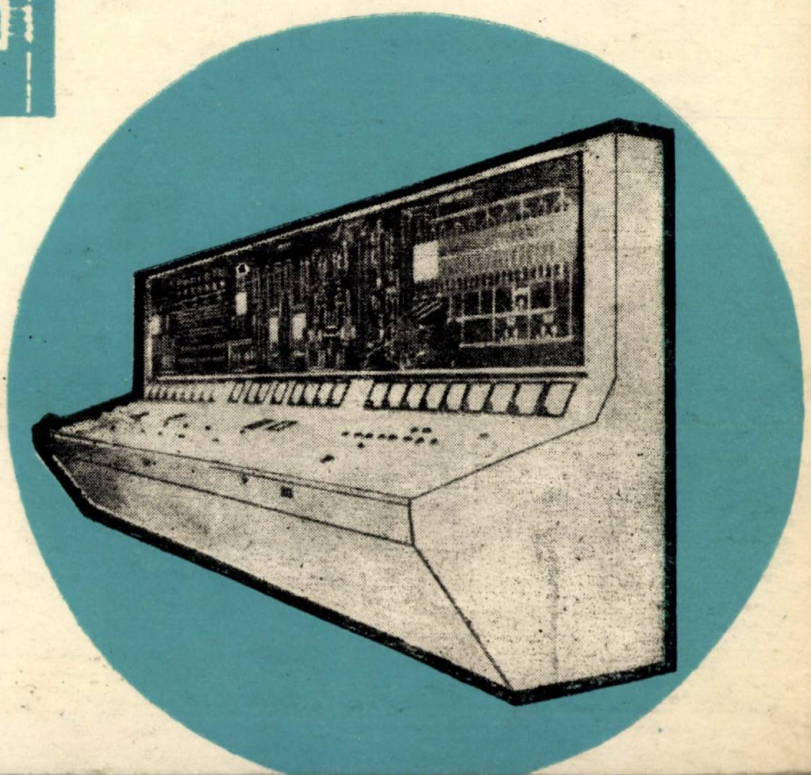
• ECHIPAMENTE DE AUTOMATIZARE PENTRU MĂSURAREA ŞI REGLAREA PARAMETRILOR TEHNOLOGICI:
• PRESIUNI • TEMPERATURI • DEBITE
• NIVEL • CONDUCTIBILITATE • pH



• ECHIPAMENTE TRANSISTORIZATE PENTRU REGLAREA PROCESELOR RAPIDE — UNIDIN —



• ECHIPAMENTE DE COMUTAŢIE STATICĂ — UNILOG —



# GUAEIA

București, Bd. Kalinin 18